

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)

ФАКУЛЬТЕТ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ (ФДО)

В. М. Саюн, А. В. Шарапов, А. В. Топор

АНАЛОГОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие

Томск
2023

УДК 621.38.037.33(075.8)

ББК 32.85я73

С 228

Саюн В. М., Шарапов А. В., Топор А. В.

С 228 Аналоговая электроника : учебное пособие / В. М. Саюн, А. В. Шарапов, А. В. Топор. – Томск : ФДО, ТУСУР, 2023. – 199 с.

Представлены краткие теоретические сведения о характеристиках и параметрах полевых и биполярных транзисторов, схемы и методики расчета усилителей на их основе. Приведены основы теории операционных усилителей и примеры их применения. Изложены принципы построения схем генераторов гармонических колебаний и стабилизаторов постоянного напряжения.

Для студентов высших учебных заведений радиоэлектронного профиля и инженеров-проектировщиков средств и систем автоматики и промышленной электроники, обучающихся с применением дистанционных технологий.

© Саюн В. М.,
Шарапов А. В.,
Топор А. В., 2023
© Оформление.
ФДО, ТУСУР, 2023

Оглавление

Введение	7
1 Основные характеристики усилительных устройств	15
1.1 Структурная схема усилительного устройства.....	15
1.2 Классификация электронных усилителей	15
1.3 Усилительные параметры.....	16
1.4 Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики	17
1.5 Переходная характеристика	18
1.6 Линейные и нелинейные искажения	19
1.7 Амплитудная характеристика, динамический диапазон.....	21
1.8 Способы связи между каскадами	23
1.9 Классы усиления	23
2 Обратные связи в усилителях	27
2.1 Виды обратных связей	27
2.2 Влияние ООС на стабильность коэффициента усиления	28
2.3 Влияние ООС на нелинейные искажения.....	29
2.4 Влияние ООС на величину входного и выходного сопротивлений усилителя.....	30
2.5 Амплитудно-частотная характеристика усилителя с ОС.....	30
2.6 Частотный критерий устойчивости усилителя с обратной связью. Запасы устойчивости по амплитуде и по фазе.....	31
2.7 Пример расчета характеристик усилителя с ООС	33
3 Эквивалентные схемы и малосигнальные параметры усилительных приборов.....	37
3.1 Способы включения биполярного транзистора	37
3.2 Характеристики транзистора при включении с общей базой	38
3.3 Характеристики транзистора при включении с общим эмиттером.....	39
3.4 Т-образная схема замещения транзистора при включении с общей базой	41
3.5 Т-образная схема замещения транзистора при включении с общим эмиттером.....	42
3.6 H -параметры транзистора и их связь с параметрами физической эквивалентной схемы.....	43
3.7 Определение h -параметров по характеристикам транзистора	45

3.8 Полевые транзисторы	47
3.8.1 Классификация полевых транзисторов	47
3.8.2 ВАХ полевого транзистора	51
4 Усилительный каскад с общим эмиттером	62
4.1 Принцип работы и назначение элементов простейшего каскада УНЧ по схеме с общим эмиттером	62
4.2 Нагрузочные прямые постоянного и переменного тока	63
4.3 Анализ каскада в области средних частот	65
4.4 Анализ каскада в области нижних частот	66
4.5 Анализ каскада в области верхних частот	69
4.6 Результирующие характеристики каскада	70
5 Температурная стабилизация режима работы биполярного транзистора	73
5.1 Цепи смещения с фиксированным током базы и фиксированным током эмиттера	73
5.2 Цепь смещения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки транзистора	75
5.3 Цепь смещения с комбинированной отрицательной обратной связью по постоянному току	77
6 Каскад с общим эмиттером при работе в режиме большого сигнала	79
6.1 Выбор режима работы транзистора	79
6.2 Пример расчета усилительного каскада	83
7 Широкополосные усилители	88
7.1 Особенности формирования АЧХ широкополосных усилителей	88
7.2 Схемы высокочастотной коррекции	89
7.3 Схема низкочастотной коррекции	90
8 Усилительные каскады по схемам с общей базой и общим коллектором	92
8.1 Каскад с общей базой	92
8.2 Каскад с общим коллектором	93
8.3 УНЧ с гальванически связанными каскадами ОЭ – ОК	97
9 Усилительные каскады на полевых транзисторах	99
9.1 Каскад по схеме с общим истоком	99
9.2 Анализ каскада в области средних и верхних частот	100
9.3 Каскад с последовательной ООС по току	103

10	Усилители мощности.....	108
10.1	Трансформаторный выходной каскад в режиме класса <i>A</i>	108
10.2	Трансформаторный выходной каскад в режимах <i>B</i> и <i>AB</i>	111
10.3	Влияние трансформатора на частотную характеристику усилителя.....	113
10.4	Бестрансформаторные выходные каскады	114
10.4.1	Выходные каскады в режиме класса <i>B</i>	114
10.4.2	Выходной каскад в режиме класса <i>AB</i>	115
10.4.3	Каскад с вольтодобавкой	118
10.4.4	Выходной каскад УНЧ с квазидополнительной симметрией.....	118
11	Операционные усилители	121
11.1	Дифференциальный усилительный каскад.....	121
11.2	Стабилизаторы тока	125
11.3	Операционный усилитель.....	127
11.4	Основные параметры и типовые схемы включения операционных усилителей	128
12	Примеры применения операционных усилителей.....	132
12.1	Инвертирующий усилитель постоянного тока	132
12.2	Неинвертирующий усилитель постоянного тока.....	135
12.3	Дифференциальный УПТ	137
12.4	Аналоговый сумматор	139
12.5	Аналоговый интегратор.....	140
12.6	Усилители переменного напряжения.....	143
12.7	Усилители с токовым выходом.....	144
12.8	Усилители тока	146
12.9	Амплитудный детектор	147
12.10	Выпрямитель среднего значения	148
12.11	Преобразователи сопротивления в напряжение	149
12.12	Пример расчета погрешностей измерительного УПТ	152
13	Избирательные усилители	156
13.1	Резонансный усилитель с параллельным <i>LC</i> -контуром.....	156
13.2	Каскодный усилитель	159
13.3	Избирательный усилитель типа <i>RC</i> со сложной ООС.....	161
13.4	Активные фильтры нижних и верхних частот	163
14	Генераторы гармонических колебаний.....	164
14.1	Структурная схема генератора. Условия баланса фаз и амплитуд	164
14.2	Автогенератор с трансформаторной обратной связью	166

14.3 Трехточечные генераторы	168
14.4 Кварцевая стабилизация частоты	169
14.5 Автогенератор с трехзвенной <i>RC</i> -цепью	173
14.6 Автогенератор с мостом Вина	174
14.7 Генератор с независимым возбуждением	176
14.8 Автогенератор на туннельном диоде	178
15 Стабилизаторы постоянного напряжения	181
15.1 Классификация стабилизаторов постоянного напряжения	181
15.2 Параметрический стабилизатор напряжения на кремниевом стабилитроне	182
15.3 Источник опорного напряжения	184
15.4 Компенсационный стабилизатор напряжения	185
15.5 Стабилизатор на операционном усилителе с ограничением выходного тока	187
15.6 Микросхемы стабилизаторов постоянного напряжения	188
Литература	191
Список условных обозначений и сокращений	192
Приложение А Пассивные компоненты электронных устройств	198

Введение

Электроникой называют раздел науки и техники, занимающийся:

- исследованием физических явлений и разработкой приборов, действие которых основано на протекании электрического тока в твердом теле, вакууме или газе;
- изучением электрических свойств, характеристик и параметров названных приборов;
- практическим применением этих приборов в различных устройствах и системах.

Первое из указанных направлений составляет область *физической электроники*. Второе и третье направления составляют область *технической электроники*.

Схемотехника электронных устройств – это инженерное воплощение принципов электроники для практической реализации электронных схем, призванных выполнять конкретные функции генерирования, преобразования и хранения сигналов, несущих информацию в слаботочной электронике и функции преобразования энергии электрического тока в силовоточной электронике.

Исторически электроника явилась следствием возникновения и быстрого развития *радиотехники*. Радиотехнику определяют как область науки и техники, занимающуюся исследованиями, разработкой, изготовлением и применением устройств и систем, предназначенных для передачи информации по радиочастотным каналам связи.

Истоки радиотехники уходят корнями в научные открытия XIX в. М. Фарадей (англ.) выяснил закономерности взаимодействия электрического и магнитных полей. Дж. Максвелл (англ.) обобщил элементарные законы электромагнетизма и создал систему уравнений, описывающих электромагнитное поле. Этот выдающийся ученый теоретически предсказал новый вид электромагнитных явлений – электромагнитные волны, распространяющиеся в пространстве со скоростью света. Г. Герц (нем.) экспериментально подтвердил существование электромагнитных волн.

Первый радиоприемник был изобретен, сконструирован и успешно испытан в 1895 г. А. С. Поповым (рус.). Годом позже радиосвязь осуществил Г. Маркони (итал.), запатентовавший свое изобретение и ставший Нобелевским лауреатом в 1909 г.

С этих пор развитие радиотехники определялось развитием ее элементной базы, которая в основном определяется достижениями электроники. Интересно вкратце проследить данный исторический процесс.

Простейший электронный прибор – вакуумный диод – был изобретен Т. Эдисоном (амер.) в 1883 г., который вмонтировал металлический электрод в баллон электрической лампы накаливания и зарегистрировал ток одного направления во внешней цепи. В 1904 г. Дж. Флеминг (англ.) впервые применил вакуумный диод в качестве детектора в радиоприемнике. Усилительный электровакуумный прибор – триод – был изобретен Луи де Форестом (амер.) в 1906 г. С этих пор в течение первой четверти XX в. в ряде научных лабораторий многих стран мира происходило медленное созревание технологий электровакуумных приборов. В России это направление возглавил руководитель Нижегородской радиолоборатории М. А. Бонч-Бруевич. Уже в 1922 г. сотрудники этой лаборатории построили в Москве первую в мире радиовещательную станцию им. Коминтерна мощностью 12 кВт. А к 1927 г. было построено 57 таких станций. В 1925 г. была создана генераторная лампа мощностью 100 кВт. В 1933 г. в России вступила в строй мощнейшая в мире (500 кВт) радиостанция. Первый телевизионный передатчик мощностью 15 кВт введен в строй в Москве в 1948 г. А. И. Берг в 1927–1929 гг. создал классическую теорию передатчиков. В. А. Котельниковым в период с 1933 по 1946 г. доказана теорема квантования по времени, заложившая основу цифровых методов обработки сигналов, показана возможность радиосвязи на одной боковой полосе и опубликована теория потенциальной помехоустойчивости. Период с 1920 по 1955 г. был эрой ламповой электроники.

Первый полупроводниковый триод – транзистор – создан в 1948 г. Дж. Бардином и У. Браттейном (амер.). В 1955 г. началась эра полупроводниковой электроники. Первые интегральные схемы появились в 1960-е гг. Первый микропроцессор датируется 1971 г.

В 1998 г. транзистор отметил свой полувековой юбилей – в последний июньский день 1948 г. американская фирма Bell Telephone Laboratories продемонстрировала общественности только что изобретенный электронный прибор, о котором назавтра «Нью-Йорк Таймс» сообщила буднично и без пафоса: «Ра-

бочие элементы прибора состоят из двух тонких проволочек, прижатых к кусочку полупроводникового вещества... Вещество усиливает ток, подводимый к нему по одной проволочке, а другая проволочка отводит усиленный ток. Прибор под названием «транзистор» в некоторых случаях можно использовать вместо электронных ламп».

Да, именно так выглядел первый транзистор, и неудивительно, что даже специалисты не сразу смогли разглядеть его триумфальное будущее. А между тем представленный прибор мог усиливать и генерировать электрические сигналы, а также выполнять функцию ключа, по команде открывающего или запирающего электрическую цепь. И, что принципиально важно, все это осуществлялось внутри твердого кристалла, а не в вакууме, как это происходит в электронной лампе. Отсюда следовал целый набор потенциальных достоинств транзистора: малые габариты, механическая прочность, высокая надежность, принципиально неограниченная долговечность. Через три-четыре года, когда были разработаны значительно более совершенные конструкции транзисторов, все эти ожидаемые достоинства начали становиться реальностью.

Честь открытия транзисторного эффекта, за которое в 1956 г. была присуждена Нобелевская премия по физике, принадлежит У. Шокли, Дж. Бардину, У. Браттейну. Характерно, что все трое были блистательными физиками, целенаправленно шедшими к этому открытию. Шокли, руководитель группы исследователей, еще в предвоенные годы читал лекции по квантовой теории полупроводников и подготовил фундаментальную монографию, которая надолго стала настольной книгой для специалистов в этой области. Высочайшая квалификация Бардина как физика-теоретика подтверждена не только изобретением транзистора и предсказанием ряда эффектов в поведении полупроводников, но и тем, что позднее, в 1972 г., совместно с двумя другими исследователями он был повторно удостоен Нобелевской премии – теперь за создание теории сверхпроводимости. Браттейн, самый старший в группе, к моменту изобретения транзистора имел за плечами пятнадцатилетний опыт исследования поверхностных свойств полупроводников.

У нас в стране транзистор был воспроизведен в 1949 г. во фрязинской лаборатории, возглавляемой А. В. Красиловым, крупным ученым, обладавшим широчайшей эрудицией.

Первые транзисторы изготавливались на основе полупроводника *германия* и допускали рабочую температуру лишь до 70°C, а этого для многих прикладных задач было недостаточно.

Во второй половине 1950-х гг. в развитии транзисторов произошел решающий качественный скачок: вместо германия стали использовать другой полупроводник – *кремний*. В итоге рабочая температура транзисторов выросла до 120–150°C, при этом их характеристики сохраняли высокую стабильность, а срок службы приборов стал практически бесконечным. Но, пожалуй, главное заключалось в том, что в 1959 г. американской фирмой Firechild применительно к кремнию была разработана так называемая *планарная технология*. Принципиальным здесь было то, что тончайшая пленка диоксида кремния, выращенная при высокой температуре на поверхности кристалла, надежно защищает кремний от агрессивных воздействий и является отличным изолятором. В этой пленке создают «окна», через которые, также при высокой температуре, в полупроводник вводят легирующие добавки, – так изготавливаются фрагменты будущего прибора. Затем на изолированную от объема поверхность напыляют тонкопленочные алюминиевые токоподводы к активным зонам – и транзистор готов. Особенностями процесса является то, что все воздействия на пластину осуществляются в одной плоскости и обеспечивается одновременная обработка тысяч и миллионов транзисторов на пластине, а это ведет к высочайшей степени воспроизводимости изделий и высокой производительности.

Методами планарной технологии легко обеспечить изоляцию транзисторов от подложки и друг от друга, а отсюда лишь шаг до создания *интегральной схемы (микросхемы)*, т. е. создания электронной схемы с активными и пассивными компонентами и их соединениями на едином кристалле в едином технологическом процессе. Этот шаг был сделан в том же 1959 г. Мир вступил в эру *микроэлектроники*.

Типичная микросхема представляет собой кремниевый кристаллик (чип), в приповерхностной области которого изготовлено множество транзисторов, соединенных между собой пленочными алюминиевыми дорожками в заданную электрическую схему. В первой микросхеме «множество» состояло всего лишь из 12 транзисторов, но уже через два года уровень интеграции превысил 100 элементов на чипе, а к середине 1960-х гг. стали доминировать большие интегральные схемы (БИС), содержащие тысячи элементов, затем – сверхбольшие (СБИС) и т. д.

Микросхема обладает тем большей информационной мощностью, чем большее количество транзисторов она содержит, т. е. чем выше *плотность интеграции* (плотность упаковки активных элементов в кристалле). А она определяется минимальными размерами активного элемента и площадью кристалла, которые способна воспроизводить технология.

С информационной точки зрения смысл существования человечества заключается в поиске, извлечении, обработке и хранении информации. Под информацией понимают то, что уменьшает неопределенность знаний. Для передачи и хранения информации используется тот или иной язык, характеризующийся знаками и правилами их применения. Совокупность знаков, содержащих некоторую информацию, называется сообщением. Носителем сообщения в электронике является электрический сигнал. Под сигналом понимают электрическое колебание, отображающее сообщение. Электрические колебания представляют собой изменяющиеся во времени напряжения и токи.

Наиболее общим является разделение колебаний на регулярные (детерминированные, определенные) и случайные (нерегулярные, неопределенные). Колебания конкретного источника могут быть детерминированными для наблюдателя, которому известен закон их образования, и случайными для другого.

Колебания можно делить также на собственно сигналы и помехи: сигналы несут информацию, помехи – это колебания, мешающие наблюдению сигналов. Ясно, что одни и те же колебания могут выступать и в качестве сигналов (например, колебания некоторой принимаемой радиостанции), и в качестве помехи (колебания той же радиостанции, если необходимо принять колебания другой радиостанции).

Регулярные сигналы не несут информации для получателя, и поэтому с информационной точки зрения их передача по каналу связи является бессмысленной. Однако они являются простой и удобной моделью для изучения основных свойств сигналов. Так, при изучении усилительных устройств, в качестве тестовых используют колебания синусоидальной формы и в виде прямоугольного импульса. Реальные сигналы, несущие информацию, для получателя представляются случайными и должны изучаться с позиций общей теории случайных процессов. Исследование случайных сигналов не входит в программу изучаемого курса.

Регулярные сигналы можно разделить на управляющие (низкочастотные) и радиосигналы (высокочастотные, модулированные). Управляющие сигналы появляются в месте возникновения информации (электрические колебания на выходе микрофона, передающей телевизионной трубки, какого-либо датчика и т. п.). Низкочастотные по своей природе управляющие сигналы часто должны быть переданы на существенные расстояния от места возникновения информации. Для этого может быть использован переносчик – высокочастотное колеба-

ние, один из параметров которого (амплитуда, частота, фаза) изменяется (модулируется) по закону управляющего колебания. Такое колебание называют высокочастотным сигналом, радиосигналом, модулированным сигналом.

Электронным устройством называют совокупность определенным образом соединенных отдельных функциональных элементов, действующих как единое целое, способных выполнять заданные операции по обработке электрических сигналов.

В зависимости от того, какими сигналами оперирует устройство, все электронные устройства можно разделить на аналоговые и цифровые.

Типичными представителями устройств аналоговой электроники являются устройства связи, радиовещания, телевидения. Общие требования, предъявляемые к аналоговым устройствам, – минимальные искажения. Стремление выполнить эти требования приводит к усложнению электрических схем и конструкции устройств. Другая проблема аналоговой электроники – достижение необходимой помехоустойчивости, ибо в аналоговом канале связи шумы принципиально неустранимы.

Цифровые сигналы формируются электронными схемами, транзисторы в которых либо закрыты (ток близок к нулю), либо полностью открыты (напряжение близко к нулю), поэтому на них рассеивается незначительная мощность и надежность цифровых устройств получается более высокой, чем аналоговых.

Цифровые устройства более помехоустойчивы, чем аналоговые, т. к. небольшие посторонние возмущения не вызывают ошибочного срабатывания устройств. Ошибки появляются только при таких возмущениях, при которых низкий уровень сигнала воспринимается как высокий или наоборот. В цифровых устройствах можно также применить специальные коды, позволяющие исправить ошибки. В аналоговых устройствах такой возможности нет.

Цифровые устройства нечувствительны к разбросу (в допустимых пределах) параметров и характеристик транзисторов и других элементов схем. Безошибочно изготовленные цифровые устройства не нужно настраивать, а их характеристики полностью повторяемы. Все это очень важно при массовом изготовлении устройств по интегральной технологии. Экономичность производства и эксплуатации цифровых интегральных микросхем привела к тому, что в современных радиоэлектронных устройствах цифровой обработке подвергаются не только цифровые, но и аналоговые сигналы. Распространены цифровые фильтры, регуляторы, перемножители и др. Перед цифровой обработкой аналоговые сигналы преобразуются в цифровые с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Обратное преобразование – восстановление аналоговых сигналов по цифровым – выполняется с помощью цифроаналоговых преобразователей (ЦАП).

По виду зависимостей между токами и напряжениями устройства в целом (системы) и их функциональные элементы делятся на линейные, нелинейные и параметрические. Система может быть отнесена к линейной, если ее параметры постоянны и не зависят от действующих в ней токов и напряжений. Процессы в линейной системе описываются линейными дифференциальными уравнениями (уравнениями с постоянными коэффициентами, не зависящими от переменных). Если зависимости между токами и напряжениями в системе описываются нелинейными уравнениями, то систему принято называть нелинейной. Нелинейная система имеет в своем составе хотя бы один нелинейный элемент. Параметрическая цепь имеет в своем составе хотя бы один параметрический элемент, т. е. элемент, параметры которого изменяются во времени по определенному закону.

Одним из главных свойств линейной системы является то, что отклик линейной системы на гармоническое воздействие всегда является гармонической функцией. К линейным системам применим принцип суперпозиции (наложения), гласящий, что отклик линейной системы на сумму воздействий есть сумма откликов на каждое воздействие в отдельности. Этот принцип лежит в основе большинства методов расчета линейных цепей, таких как метод контурных токов, метод узловых потенциалов, метод наложения и др. На выходе сколь угодно сложной линейной системы невозможно получить сигналы с частотами, отсутствующими у входного сигнала. Нельзя, например, построить из одних только линейных элементов выпрямитель (детектор), у которого входной сигнал – гармоническая функция, а выходной сигнал – постоянное напряжение. Нельзя построить из линейных элементов автогенератор, у которого входной сигнал – постоянное напряжение, а выходной – гармоническая функция. Только нелинейные и параметрические цепи обладают свойством преобразования частоты, когда в спектре отклика устройства появляются частоты, которых нет в спектре воздействия.

Усилитель – это устройство, сигнал которого на выходе должен по форме совпадать со входным сигналом, но мощность выходного сигнала должна быть больше, чем у входного. Усилитель может работать как в линейном, так и в нелинейном режиме. Нелинейный режим работы усилителя используется для повышения КПД.

Изложенные в данном учебном пособии принципы построения и анализа схем усилительных устройств, генераторов гармонических колебаний, стабилиза-

торов постоянного напряжения служат базой для изучения дисциплин, рассматривающих ключевые режимы работы транзисторов, вопросы построения базовых схем логических элементов, генераторов и формирователей импульсов, аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей [10].

Транзистор – основной элемент электронных устройств – является нелинейным элементом. Точный анализ усилительных устройств, даже после проведения линеаризации параметров транзисторов приводит к громоздким соотношениям, малоприменимым для практики инженерных расчетов. В работе используются приближенные эквивалентные схемы и методы анализа, позволяющие получить простые и наглядные соотношения для описания свойств изучаемых устройств и выбора их элементов. Уточненный анализ аналоговых устройств может быть выполнен, например, путем компьютерного моделирования с помощью пакетов Electronics Workbench или ASIMEC.

Последовательность изложения материала выбрана такой, что каждый последующий раздел базируется на знании материала предыдущих разделов. Результаты анализа отдельных электронных цепей и каскадов используются при рассмотрении более сложных усилительных устройств.

Изучение дисциплины базируется на знаниях, полученных при освоении дисциплин общепрофессионального цикла, предметом которых являются теоретические основы электротехники и твердотельная электроника.

Для изучения дисциплины необходимо иметь представление о принципе работы и характеристиках биполярных и полевых транзисторов, методе эквивалентного генератора при расчете электрических цепей, операторном методе расчета переходных процессов в линейных электрических цепях.

Введение к пособию подготовлено совместно с А. А. Шибяевым и Н. П. Денисовым, гл. 3 и 15 написаны совместно с Н. П. Денисовым, гл. 14 подготовлена совместно с А. А. Шибяевым [8], п. 3.8 написан В. М. Саюном.

Читатель может расширить свои представления по вопросам аналоговой схемотехники, воспользовавшись работами [1–7].

Соглашения, принятые в учебном пособии

Для улучшения восприятия материала в данном учебном пособии используются пиктограммы и специальное выделение важной информации.



.....
 Контрольные вопросы по главе

1 Основные характеристики усилительных устройств

1.1 Структурная схема усилительного устройства

При решении многих инженерных задач, например при измерении электрических и неэлектрических величин, контроле и автоматизации технологических процессов, построении радиотехнических устройств и медицинских приборов, возникает необходимость в усилении электрических сигналов. Для этой цели служат *электронные усилители* – устройства, позволяющие увеличить мощность электрического сигнала без изменения его формы и частотного спектра. Увеличение мощности сигнала происходит за счет энергии источника питания.

Ко входу усилителя подключается источник сигнала (E_c, R_c), к выходу – нагрузка R_n (рис. 1.1).

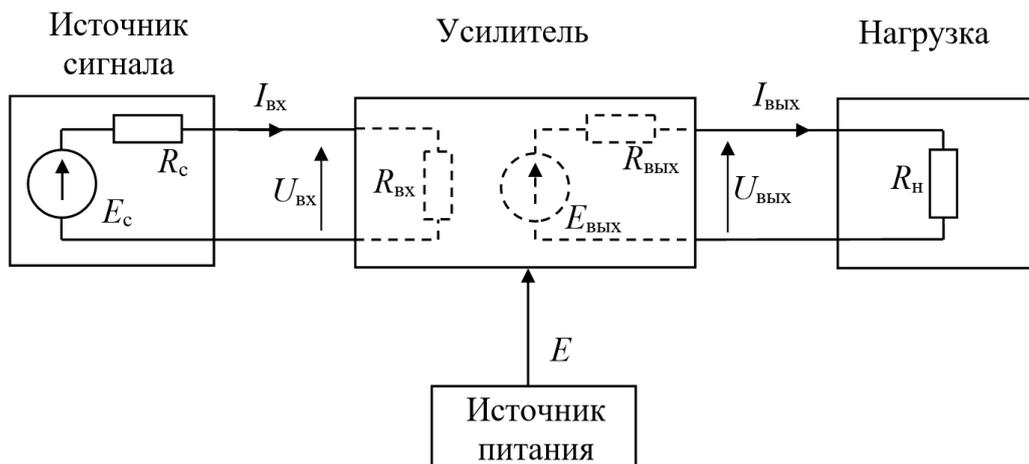


Рис. 1.1 – Структурная схема усилительного устройства

1.2 Классификация электронных усилителей

Электронные усилители классифицируют по различным признакам:

- 1) по диапазону усиливаемых частот – усилители постоянного тока (УПТ), усилители низкой частоты (УНЧ), усилители промежуточной частоты (УПЧ), усилители высокой частоты (УВЧ);
- 2) по характеру усиливаемого сигнала – усилители непрерывных и импульсных сигналов;
- 3) по усиливаемой электрической величине – усилители напряжения, тока, мощности;

- 4) по ширине полосы усиливаемых частот – узкополосные (избирательные) и широкополосные усилители;
- 5) по типу нагрузки – резистивные (апериодические) и резонансные усилители.

1.3 Усилительные параметры

Работу усилителей принято оценивать рядом показателей и характеристик.

Коэффициент передачи, или коэффициент преобразования, – это отношение выходной величины, характеризующей уровень сигнала, к входной величине. В частном случае, когда входная и выходная величины одинаковы (напряжение, ток, мощность), коэффициент передачи называют коэффициентом усиления.

Различают:

- коэффициент усиления по напряжению: $K_U = K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$;
- коэффициент усиления по току: $K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$;
- коэффициент усиления по мощности: $K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = K_U K_I$;
- сквозной коэффициент усиления: $K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_c} = K_{\text{ВХ}} \cdot K_U$, где

$$K_{\text{ВХ}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_c} \text{ – коэффициент передачи входной цепи; } R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \text{ –}$$

входное сопротивление усилителя.

В связи с тем что громкость слухового восприятия звукового сигнала пропорциональна логарифму его интенсивности, для сравнения мощностей двух колебаний была введена логарифмическая единица *бел* (названа по имени изобретателя телефона А. Белла). Коэффициент усиления мощности обычно выражают в более мелких единицах – децибелах: $K_P, \text{ дБ} = 10 \lg K_P$.

Если мощности P_H и $P_{\text{ВХ}}$ выделяются на одинаковых сопротивлениях ($R_H = R_{\text{ВХ}} = R$), то их отношение в децибелах можно выразить через отношение напряжений:

$$10 \lg \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2 / R}{U_{\text{ВХ}}^2 / R} = 20 \lg \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}.$$

Последнюю запись часто используют для выражения в децибелах коэффициента усиления напряжения даже при $R_H \neq R_{ВХ}$, хотя это и некорректно, т. е. полагают $K, \text{дБ} = 20 \lg K$.

Логарифмические единицы удобны тем, что позволяют перемножение коэффициентов усиления последовательно включенных каскадов заменить сложением коэффициентов усиления отдельных каскадов усиления (выраженных в логарифмических единицах).

Например:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n;$$

$$K, \text{дБ} = K_1, \text{дБ} + K_2, \text{дБ} + \dots + K_n, \text{дБ}.$$

В зависимости от вида электронного усилителя в выражения для оценки коэффициентов усиления могут входить различные величины. Это значения постоянных токов и напряжений в УПТ, комплексные, действующие или амплитудные значения для усилителей гармонических сигналов, амплитуды входного и выходного импульсов для импульсного усилителя.

1.4 Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики определяют возможности по усилению гармонических колебаний различных частот. Из-за наличия в усилителе реактивных элементов (в том числе и паразитных), сопротивление которых зависит от частоты, коэффициент передачи такого усилителя зависит от частоты.

Коэффициент передачи усилителя гармонических сигналов в общем случае является комплексной величиной:

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (1.1)$$

где $K(\omega) = |K(j\omega)|$ – модуль коэффициента передачи; $\varphi(\omega) = \arg K(j\omega)$ – аргумент коэффициента передачи.

Зависимость модуля коэффициента передачи усилителя от частоты входного гармонического сигнала называют *амплитудно-частотной характеристикой* усилителя (АЧХ). *Фазочастотной характеристикой* усилителя (ФЧХ) называют зависимость фазового сдвига выходного гармонического колебания относительно входного при изменении частоты.

Примерный вид АЧХ и ФЧХ для усилителя низкой частоты (УНЧ) показан на рисунке 1.2. За границами рабочего диапазона частот, характеризуемого

коэффициентом усиления K_0 и близким к нулю фазовым сдвигом, появляются частотные и фазовые искажения. Частоты f_H и f_B , на которых коэффициент передачи падает до уровня $0,707K_0 = K_0 / \sqrt{2}$, называются нижней и верхней граничными частотами, а разность между ними $\Delta f = f_B - f_H$ называют полосой пропускания усилителя. Для неискаженного усиления сигналов звукового диапазона требуются усилители с полосой пропускания от 20 Гц до 20 кГц.

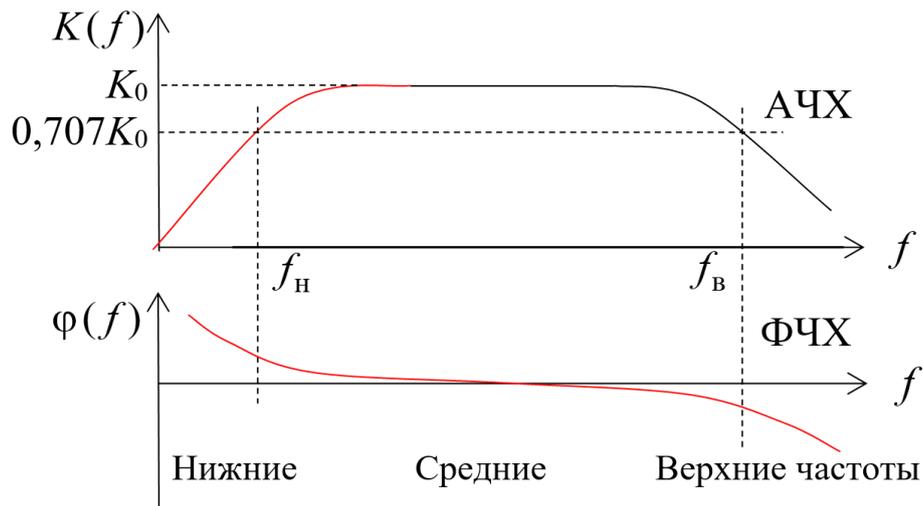


Рис. 1.2 – АЧХ и ФЧХ усилителя низких частот

1.5 Переходная характеристика

Об искажениях усиливаемого импульсного сигнала (например, в видеоусилителях) можно судить по переходной характеристике усилителя. Переходной характеристикой $h(t)$ усилителя называют реакцию усилителя на входное воздействие в виде единичного скачка (ступеньки) тока или напряжения:

$$U_{\text{вх}}(t) = 0 \text{ при } t < 0,$$

$$U_{\text{вх}}(t) = 1 \text{ при } t \geq 0.$$

Аналитически переходную характеристику $h(t)$ можно определить как оригинал операторного выражения $\frac{K(p)}{K_0 \cdot p}$, где $K(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)}$ – операторный коэффициент передачи (передаточная функция усилителя). Возможный вид переходной характеристики усилителя приведен на рисунке 1.3.

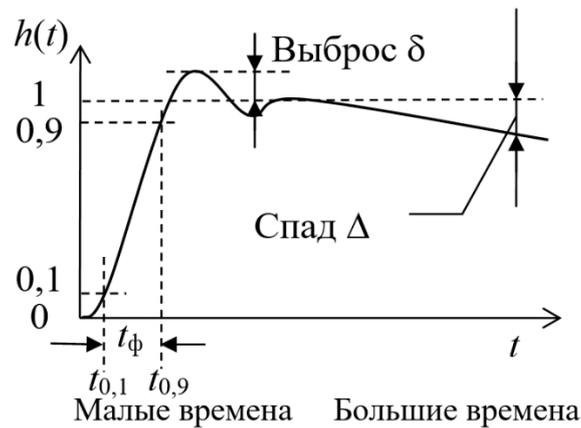


Рис. 1.3 – Переходная характеристика усилителя

Представляют интерес следующие параметры переходной характеристики:

- 1) время нарастания фронта $t_{\phi} = t_{0,9} - t_{0,1}$, определяемое как время, в течение которого выходной импульс нарастает от уровня 0,1 до уровня 0,9 от установившегося значения $h(t)$;
- 2) относительный выброс фронта импульса $\delta = h_{\max} - 1$, представляющий собой превышение выходного сигнала над его установившимся значением;
- 3) относительный спад плоской вершины выходного импульса $\Delta = 1 - h(t_{и})$ за время действия входного импульса прямоугольной формы длительностью $t_{и}$.

1.6 Линейные и нелинейные искажения

Хотя усилители должны усиливать сигналы без искажений, в действительности формы входного и выходного колебаний в точности не совпадают. Уровень искажений формы сигналов оценивается коэффициентами искажений. Искажения сигнала разделяют на линейные и нелинейные.

Линейные искажения, вносимые усилителем, обусловлены непостоянством его АЧХ и нелинейностью ФЧХ. Если усилитель не имеет нелинейных искажений и на его вход подан гармонический сигнал, то его выходной сигнал будет чисто гармоническим. Меняются лишь амплитуда и фаза и, следовательно, никаких искажений формы сигнала в таком усилителе не будет. Человеческое ухо нечувствительно к фазовым искажениям, поэтому линейные искажения усилителей звуковых сигналов оцениваются только по АЧХ. Степень неравномерности АЧХ оценивают коэффициентом частотных искажений:

$$M(f) = \frac{K_0}{K(f)} \text{ или } M, \text{ дБ} = 20 \lg M.$$

На граничных частотах полосы пропускания (упомянутый ранее уровень $0,707K_0$) коэффициент частотных искажений равен $M_H = M_B = \sqrt{2}$ или $M = 3$ дБ.

Входной сигнал сложной формы можно разложить на гармонические составляющие (с помощью ряда или интеграла Фурье), определить сдвиг фазы и изменение амплитуды на выходе усилителя отдельно каждой составляющей, а затем сложить их. Очевидно, что если фазовый сдвиг $\varphi(\omega) = 0$ или $\varphi(\omega) = b\omega$ (где $b = \text{const}$) и $K(\omega) = \text{const}$, то форма сложного сигнала останется неизменной; произойдет лишь его сдвиг во времени относительно входного сигнала (если $b \neq 0$). В реальных усилителях $\varphi(\omega) \neq b\omega$ и $K(\omega) \neq \text{const}$, поэтому вследствие сдвига фазы и изменения амплитуды гармонических составляющих искажается и форма сложного сигнала.

Линейные искажения, возникающие при усилении прямоугольных импульсов, оценивают по переходной характеристике с помощью t_ϕ , δ и Δ .

АЧХ, ФЧХ и переходная характеристика усилителя однозначно связаны друг с другом. Области верхних частот соответствует переходная характеристика в области малых времен. Время нарастания фронта импульса обратно пропорционально верхней граничной частоте и может быть оценено по формуле:

$$t_\phi = \frac{0,35}{f_B}.$$

Области нижних частот соответствует переходная характеристика в области больших времен. Спад импульса пропорционален нижней граничной частоте f_H и длительности импульса.

Для неискаженного усиления импульсных сигналов усилитель должен обеспечить равномерное усиление широкого спектра частот. Чем круче фронт входного сигнала, тем шире его спектр в области верхних частот. В этом случае стремятся расширить полосу пропускания в области верхних частот, т. е. обеспечить возможно меньшие искажения в области малых времен. Если же усиливаемый импульс содержит медленно изменяющиеся участки, то для более точного его воспроизведения требуется расширить полосу пропускания в области нижних частот (в идеале – иметь $f_H = 0$, как в УПТ), т. е. уменьшить искажения

в области больших времен. Частотные, фазовые и переходные искажения относятся к числу линейных искажений.

Если при гармоническом входном сигнале выходной сигнал усилителя по форме отличается от гармонического, то в усилителе имеются нелинейные искажения. Нелинейные искажения обусловлены нелинейностью вольт-амперной характеристики (ВАХ) активных элементов, используемых в усилителе. Нелинейные искажения со спектральной точки зрения – это появление в выходном сигнале усилителя не только усиленного входного сигнала, но и его высших гармоник.

При усилении гармонического сигнала степень нелинейности принято оценивать коэффициентом нелинейных искажений (коэффициентом гармоник):

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{\sum_{K=2}^{\infty} P_K}{P_1}} \approx \frac{\sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2}}{I_{1m}}, \quad (1.2)$$

где P_K – мощность K -й гармоники выходного сигнала; I_{Km} – амплитудное значение K -й гармоники выходного тока; P_1 – мощность первой гармоники выходного сигнала; I_{1m} – амплитудное значение первой гармоники выходного тока.

1.7 Амплитудная характеристика, динамический диапазон

О линейности усилителя можно судить и по его амплитудной характеристике (АХ), т. е. зависимости амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного $U_{m\text{вых}} = f(U_{m\text{вх}})$ (рис. 1.4). Амплитудная характеристика снимается при подаче на вход усилителя гармонического сигнала частотой f , лежащей в полосе пропускания усилителя. Отношение выходного и входного напряжений равно K_0 . Поэтому амплитудная характеристика, казалось бы, должна быть прямой линией, исходящей из начала координат. Однако в действительности она совпадает с этой прямой только в средней части.

Начальный участок АХ отклоняется от прямой из-за наличия на выходе усилителя собственных помех. Основными из них являются фон, наводки и шумы, а в УПТ – еще и дрейф нуля. Они приводят к появлению напряжения на выходе усилителя даже при отсутствии входного сигнала.

Фон – это колебание с частотой питающей сети или кратной ей. Обычно оно попадает в усилитель по цепям питания из-за недостаточного сглаживания пульсаций выпрямителя питающего напряжения.

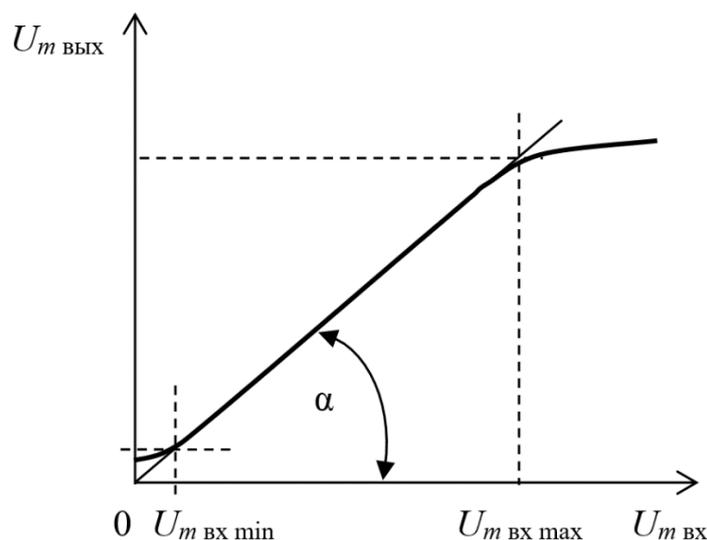


Рис. 1.4 – Амплитудная характеристика усилителя

Наводками называют помехи, наводимые на цепи усилителя электрическими и магнитными полями. Источниками этих полей могут быть сетевой трансформатор блока питания, провода электросети или какие-либо электроустановки.

Собственные шумы усилителя представляют собой флуктуационные колебания, обусловленные хаотическим движением свободных носителей заряда во всех электропроводящих материалах, из которых сделаны детали усилителя. Шумы возникают на микроскопическом уровне строения материалов, и поэтому они очень слабые. Но, будучи усиленными многокаскадным усилителем, шумы могут оказаться соизмеримыми с уровнем полезного сигнала. В отличие от фона и наводок полностью устранить собственные шумы усилителя принципиально невозможно.

Дрейфом нуля называют медленные изменения выходного напряжения усилителя из-за нестабильности напряжения питания и характеристик транзисторов. Дрейф в основном проявляется в усилителях постоянного тока.

Верхний загиб АХ обусловлен наступлением перегрузки одного из каскадов усилителя, чаще всего оконечного, в результате чего начинается ограничение выходного колебания. Использование верхнего криволинейного участка характеристики приводит к нелинейным искажениям.

Динамическим диапазоном усилителя называют отношение $U_{m \text{ ВХ max}}$ (при заданном уровне нелинейных искажений) к $U_{m \text{ ВХ min}}$ (при заданном отношении сигнал/шум на входе):

$$D = \frac{U_{m \text{ ВХ max}}}{U_{m \text{ ВХ min}}} \text{ или } D, \text{ дБ} = 20 \lg D.$$

Динамический диапазон усилителя должен быть больше, чем динамический диапазон усиливаемого сигнала. Так, для качественного усиления сигнала микрофона при воспроизведении игры симфонического оркестра требуется усилитель с динамическим диапазоном порядка 60 дБ.

1.8 Способы связи между каскадами

Для получения необходимого усиления используют многокаскадные усилители, в которых каждый последующий каскад подключен к выходу предыдущего. Так, усилитель, предназначенный для воспроизведения звукового сигнала в телевизоре или радиоприемнике, содержит несколько каскадов предварительного усиления и выходной каскад. Выходной каскад служит для получения в нагрузке необходимой мощности сигнала $P_H = I_{\text{ВЫХ}}^2 R_H = U_{\text{ВЫХ}}^2 / R_H$ (здесь $I_{\text{ВЫХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ – действующие значения тока и напряжения). Его часто называют усилителем мощности. Он работает в режиме большого сигнала и его расчет ведут графоаналитическим методом с использованием вольт-амперных характеристик применяемых усилительных элементов (биполярных или полевых транзисторов). Важное значение имеют определение *коэффициента полезного действия* $\eta = \frac{P_H}{P_\Sigma}$ (P_Σ – суммарная мощность, потребляемая каскадом от источника питания), оценка нелинейных искажений, обеспечение приемлемого теплового режима.

Каскады предварительного усиления служат для усиления сигнала по напряжению до величины, достаточной для раскачки выходного каскада, и работают в режиме малого сигнала. Для их анализа и расчета используют аналитические методы, основанные на применении эквивалентных схем и малосигнальных параметров транзистора в выбранной рабочей точке.

Способы соединения (связи) каскадов зависят от вида многокаскадного усилителя. Так, в УПТ используется только *непосредственная* (гальваническая) связь каскадов. В усилителях переменного тока (УНЧ, УВЧ) используются также *емкостный* и *трансформаторный* виды связи, передающие только переменную составляющую сигнала.

1.9 Классы усиления

Понятия рабочей точки, режимов и классов работы усилительного элемента. Транзистор как нелинейный элемент (НЭ) в составе усилительной цепи всегда устанавливается в необходимый *режим работы*. Понятие режима работы

связано с двумя его основными показателями: *расположением рабочей точки на вольт-амперной характеристике (ВАХ) нелинейного элемента и величиной сигнала, действующего относительно рабочей точки*. Введем сначала понятие рабочей точки. *Под рабочей точкой (РТ) понимают любую точку, принадлежащую ВАХ данного нелинейного элемента и имеющую всегда не менее двух координат U_0 и I_0* (рис. 1.5). Положение рабочей точки может быть задано либо приложением напряжения смещения U_0 , либо фиксацией постоянной величины тока I_0 . В любом случае задание одной из координат U_0 или I_0 однозначно определяет положение рабочей точки на ВАХ НЭ. Режим, в котором НЭ работает при неизменном положении рабочей точки, носит название **статического** или **режима постоянного тока**. Положение рабочей точки на ВАХ можно изменять, управляя одной из ее координат U_0 или I_0 . Изменение положения рабочей точки возможно с помощью некоторого управляющего устройства или по воле оператора. В любом случае при включении источника питания нелинейный элемент устанавливается в статический режим, когда все электрические величины во времени не меняются.

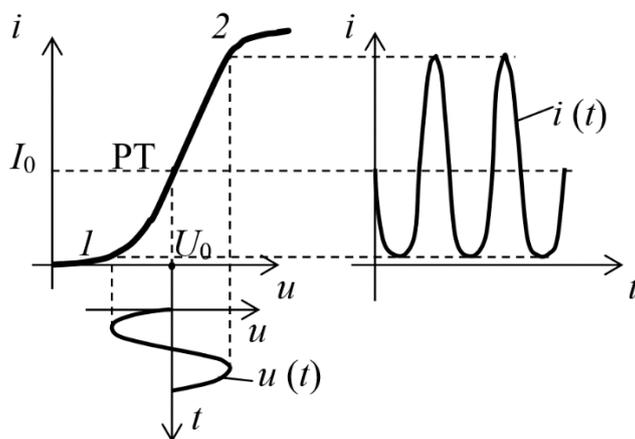


Рис. 1.5 – К пояснению статического и динамического режимов работы НЭ

Однако нелинейные элементы предназначены для *преобразования сигналов*, поэтому в реальном устройстве относительно рабочей точки действует некоторый сигнал, представленный изменениями напряжения или тока. На рисунке 1.5 показано, как приложение некоторого гармонического напряжения $u(t)$ относительно рабочей точки U_0 перемещает последнюю по ВАХ в пределах между положениями 1 и 2, вызывая при этом негармонический ток $i(t)$ в силу нелинейности ВАХ. Данный режим носит название **динамического** или **режима переменного тока**.

Приложенный к нелинейному элементу сигнал может иметь разную величину. Если размах сигнала мал в сравнении с протяженностью ВАХ (рис. 1.6, *a*), то такой динамический режим носит название **режима малого сигнала**. Когда размах сигнала соизмерим с протяженностью ВАХ или превышает ее, говорят, что нелинейный элемент работает в **режиме большого сигнала** (рис. 1.6, *б*). Кроме того, в практике радиотехнических устройств широко пользуются понятием *класса режима работы*. Различают несколько таких классов. Приведенные ниже иллюстрации позволяют получить нужные представления.

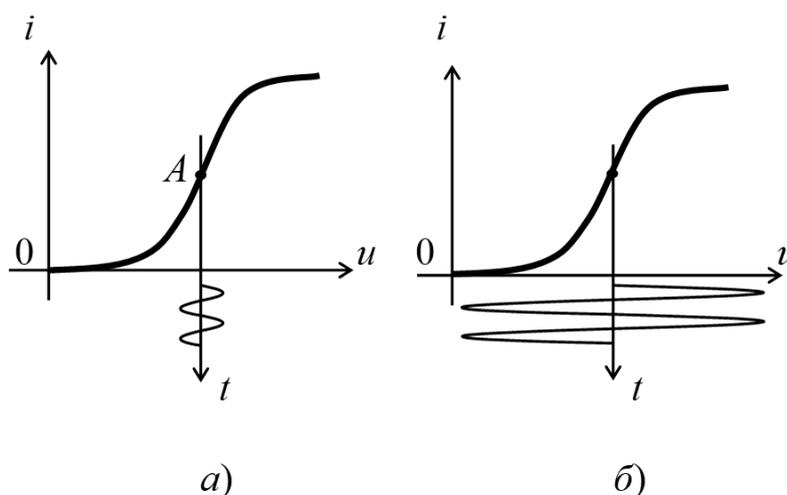


Рис. 1.6 – Режимы работы НЭ: режим малого сигнала (*a*); режим большого сигнала (*б*)

На рисунке 1.6, *a* рабочая точка находится на линейном участке, и малый сигнал не выходит за рамки этой линейной части ВАХ. Такой малосигнальный режим принято называть *режимом класса А* или *линейным режимом работы* нелинейного элемента.

Другой характерный режим – *режим класса В* – представлен на рисунке 1.7, *a*. Рабочая точка *В* находится у нижнего сгиба ВАХ, и воздействие так велико, что ток представляет собой последовательность «полуволновых» импульсов, отличающуюся тем, что ток через нелинейный элемент протекает в течение половины периода сигнала.

Если рабочую точку переместить левее, увеличив размах сигнала (рис. 1.7, *б*), то режим работы будет соответствовать *классу С*.

При смещении рабочей точки в положение *D* и дальнейшем увеличении размаха сигнала нелинейный элемент работает в *режиме класса D*.

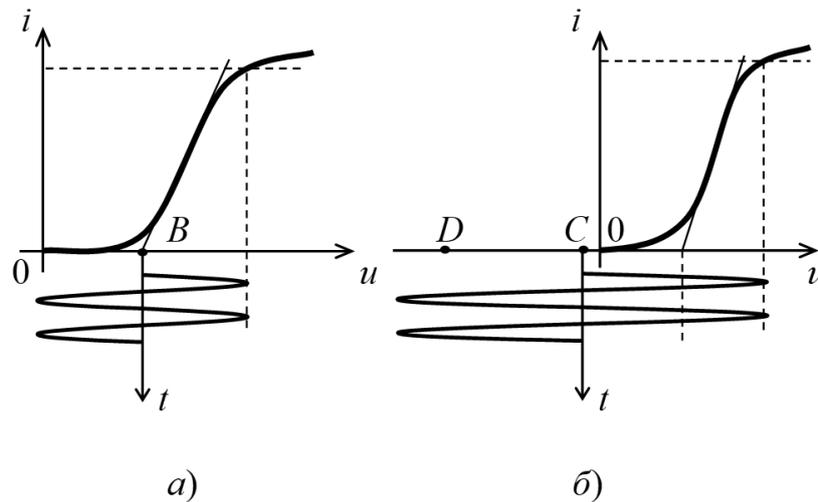


Рис. 1.7 – Режимы работы НЭ: класса B (а); классов C и D (б)

Два последних режима характерны тем, что ток через нелинейный элемент носит импульсный характер и протекает в течение времени, меньшего половины периода приложенного сигнала. В практике построения транзисторных усилительных каскадов используются режимы классов A и B . Режим C выбирают в умножителях частоты и автогенераторах.



Контрольные вопросы по главе 1

1. Как определить полосу пропускания для усилителя низкой частоты?
2. Какое выражение соответствует коэффициенту усиления по напряжению?
3. Какое выражение соответствует коэффициенту усиления по току?
4. Какое выражение соответствует коэффициенту усиления по мощности?
5. Какое выражение соответствует сквозному коэффициенту усиления?
6. Какие параметры связывают амплитудная и фазочастотная характеристики усилителя?
7. По какой формуле рассчитывается коэффициент гармоник для оценки нелинейных искажений?
8. Приведите формулу для расчета коэффициента полезного действия УНЧ.
9. Приведите определение для понятия «рабочая точка».
10. Приведите определение для понятия «точка покоя».
11. На каком участке выходной ВАХ транзистора находится рабочая точка покоя для режимов усиления A , B , AB и C ?

2 Обратные связи в усилителях

2.1 Виды обратных связей

Обратной связью (ОС) называют подачу части (или всего) выходного сигнала усилителя на его вход. Обычно ее специально вводят для целенаправленного изменения характеристик усилительного устройства. Однако иногда она возникает самопроизвольно. Такую обратную связь называют паразитной.

В зависимости от способа получения сигнала ОС различают обратную связь *по напряжению* (сигнал ОС пропорционален напряжению нагрузки) и *по току* (сигнал ОС пропорционален току нагрузки).

По способу введения сигнала ОС во входную цепь усилителя различают обратную связь *последовательную* (когда суммируются напряжения $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{ОС}}$) и *параллельную* (когда суммируются токи $I_{\text{вх}}$ и $I_{\text{ОС}}$).

Рассмотрим усилитель с последовательной обратной связью по напряжению (рис. 2.1). Сигнал ОС связан с выходным напряжением соотношением $U_{\text{ОС}}(p) = \gamma(p) \cdot U_{\text{вых}}(p)$, где $\gamma(p)$ – операторный коэффициент передачи по напряжению цепи обратной связи. Напряжение на входе усилителя с ОС можно представить в виде:

$$U(p) = U_{\text{вх}}(p) - U_{\text{ОС}}(p) = U_{\text{вх}}(p) - \gamma(p) \cdot U_{\text{вых}}(p). \quad (2.1)$$



Рис. 2.1 – Структурная схема усилителя с последовательной ОС по напряжению

Коэффициент усиления по напряжению усилителя с обратной связью определяется соотношением:

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U(p)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p) - \gamma(p) \cdot U_{\text{ВЫХ}}(p)}. \quad (2.2)$$

Разделив в выражении (2.2) числитель и знаменатель на $U_{\text{ВХ}}(p)$, получим:

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{K(p)}{1 - \gamma(p) \cdot K(p)} = \frac{K(p)}{1 - T(p)} = \frac{K(p)}{A(p)}. \quad (2.3)$$

Величину $T(p) = K(p) \cdot \gamma(p)$ называют *петлевым усилением*, а $A(p) = 1 - T(p)$ – *глубиной обратной связи*.

Обратную связь называют **положительной**, если сигнал ОС суммируется с усиливаемым сигналом. В усилителе с положительной обратной связью (ПОС) суммарный фазовый сдвиг в петле равен нулю и $T(p) = T$, а $K_{\text{ОС}} = \frac{K}{1 - T}$.

При $T < 1$ коэффициент усиления увеличивается по сравнению с усилителем без ОС, а при $T = 1$ стремится к бесконечности (физически это означает, что усилитель самовозбуждается и превращается в автогенератор).

Обратную связь называют **отрицательной**, если сигнал ОС вычитается из усиливаемого сигнала. В усилителе с отрицательной обратной связью (ООС) суммарный фазовый сдвиг в петле равен 180 электрическим градусам (эл. град.), $T(p) = -T$, а $K_{\text{ОС}} = \frac{K}{1 + T} = \frac{K}{1 + K\gamma}$, т. е. коэффициент усиления уменьшается.

Несмотря на это, последовательная ООС по напряжению очень широко применяется, т. к. существенно улучшаются свойства усилителя:

- а) повышается стабильность коэффициента усиления по напряжению при изменениях параметров транзисторов;
- б) снижается уровень вносимых данным усилителем нелинейных искажений;
- в) расширяется полоса пропускания;
- г) увеличивается входное и уменьшается выходное сопротивление усилителя.

2.2 Влияние ООС на стабильность коэффициента усиления

Оценим абсолютную нестабильность коэффициента усиления усилителя с последовательной ООС по напряжению, в рабочем диапазоне частот определяемого соотношением

$$K_{\text{ОС}} = \frac{K}{A} = \frac{K}{1 + K\gamma}, \quad (2.4)$$

как полный дифференциал функции двух переменных K и γ :

$$dK_{\text{ОС}} = \frac{\partial K_{\text{ОС}}}{\partial K} dK + \frac{\partial K_{\text{ОС}}}{\partial \gamma} d\gamma = \frac{dK}{A^2} - \frac{K^2}{A^2} d\gamma. \quad (2.5)$$

Относительную нестабильность коэффициента усиления усилителя с ООС получим, разделив обе части выражения (2.5) на (2.4):

$$\delta K_{\text{ОС}} = \frac{dK_{\text{ОС}}}{K_{\text{ОС}}} = \frac{dK}{A^2} \cdot \frac{A}{K} - \frac{K^2}{A^2} d\gamma \cdot \frac{A\gamma}{K\gamma} = \frac{\delta K}{A} - \frac{T}{A} \delta\gamma, \quad (2.6)$$

где $\delta K = \frac{dK}{K}$ – относительная нестабильность коэффициента усиления до введения обратной связи; $\delta\gamma = \frac{d\gamma}{\gamma}$ – относительная нестабильность коэффициента передачи цепи ОС.

Обычно за счет применения прецизионных резисторов в цепи обратной связи усилителя стремятся выполнить условие $\delta\gamma \approx 0$. При этом относительная нестабильность коэффициента усиления по напряжению уменьшается пропорционально глубине ООС. В прецизионных усилителях стремятся увеличить глубину обратной связи, т. е. выполнить соотношение $K\gamma \gg 1$. В этом случае $K_{\text{ОС}} \approx \frac{1}{\gamma}$ и не зависит от параметров усилителя и полностью определяется элементами, стоящими в цепи обратной связи усилителя.

2.3 Влияние ООС на нелинейные искажения

В усилителе без обратной связи при большом входном сигнале искажается форма выходного сигнала, и в выходном напряжении, помимо основной гармоники, появляются высшие гармонические составляющие. При введении ООС высшие гармоники через звено обратной связи подаются на вход усилителя и усиленными вычитаются из выходного напряжения усилителя. Таким образом, содержание гармоник при том же значении выходного напряжения (для этого придется поднять усиление сигнала в A раз) уменьшится, т. е. нелинейные искажения в усилителе с ООС будут меньше.

2.4 Влияние ООС на величину входного и выходного сопротивлений усилителя

Определим входное сопротивление усилителя с последовательной ООС ($U_{OC} = -U_{BX} K\gamma$):

$$R_{BXOC} = \frac{U}{I_{BX}} = \frac{U_{BX} - U_{OC}}{I_{BX}} = \frac{U_{BX} + U_{BX} K\gamma}{I_{BX}} = R_{BX} (1 + K\gamma) = R_{BX} A. \quad (2.7)$$

Таким образом, входное сопротивление усилителя при введении последовательной ООС возрастает пропорционально глубине обратной связи.

Выходное сопротивление усилителя с ООС определим как отношение напряжения холостого хода к току короткого замыкания в выходной цепи:

$$R_{ВЫХОС} = \frac{U_{XX}}{I_{КЗ}}.$$

На холостом ходе (при размыкании R_H) обратная связь сохраняется. Поэтому $U_{XX} = K_{XX} U_{BX} / A$. При коротком замыкании (закорачивании R_H) обратная связь исчезает, поэтому $I_{КЗ} = K_{XX} \cdot U_{BX} / R_{ВЫХ}$.

Таким образом,

$$R_{ВЫХОС} = \frac{K_{XX} U_{BX} / A}{K_{XX} U_{BX} / R_{ВЫХ}} = \frac{R_{ВЫХ}}{A}, \quad (2.8)$$

т. е. выходное сопротивление усилителя при введении ООС по напряжению уменьшается пропорционально глубине обратной связи по сравнению с выходным сопротивлением усилителя до введения обратной связи $R_{ВЫХ}$ (см. рис. 1.1).

Можно показать, что при введении параллельной по входу ООС входное сопротивление усилителя уменьшается, а при введении ООС по току возрастает выходное сопротивление усилителя. Следовательно, выбирая один из типовых способов введения ООС, можно в нужную сторону изменять величины входного и выходного сопротивлений усилителя.

2.5 Амплитудно-частотная характеристика усилителя с ОС

Выражение для амплитудно-частотной характеристики усилителя с обратной связью можем получить, воспользовавшись операторным соотношением (2.3) и подстановкой $p = j\omega$:

$$K_{OC}(\omega) = |K_{OC}(j\omega)| = \frac{K(\omega)}{|1 - T(j\omega)|},$$

где $K(\omega)$ – амплитудно-частотная характеристика усилителя без обратной связи.

Подставляя в него выражение для петлевого усиления в показательной форме (в показательной форме можно представить любую комплексную величину):

$$T(j\omega) = T(\omega)e^{j\varphi(\omega)} = T(\omega)\cos\varphi(\omega) + jT(\omega)\sin\varphi(\omega),$$

получаем

$$K_{\text{ОС}}(\omega) = \frac{K(\omega)}{\sqrt{[1 - T(\omega)\cos\varphi(\omega)]^2 + [T(\omega)\sin\varphi(\omega)]^2}}. \quad (2.9)$$

Характер частотной зависимости коэффициента усиления многокаскадного усилителя с ООС отражает рисунок 2.2. Полоса пропускания при введении ООС расширяется, но появляются подъемы $K_{\text{ОС}}$ на некоторых частотах $f_{\text{ГН}}$ и $f_{\text{ГВ}}$. На этих частотах за счет дополнительных фазовых сдвигов в петле отрицательная обратная связь превращается в положительную, и усилитель может потерять устойчивость при дальнейшем росте глубины обратной связи A .

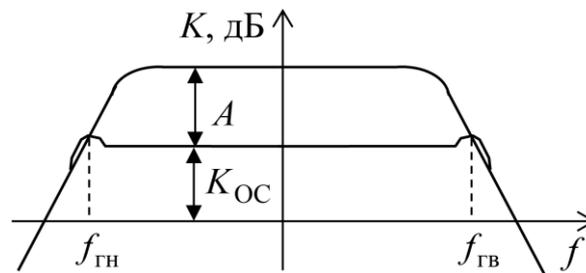


Рис. 2.2 – Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика усилителя с ООС

2.6 Частотный критерий устойчивости усилителя с обратной связью. Запасы устойчивости по амплитуде и по фазе

Об устойчивости усилителя можно судить по частотным и фазовым характеристикам петлевого усиления (рис. 2.3). Усилитель устойчив, если на частотах среза петлевого усиления $f_{\text{ср в}}$ и $f_{\text{ср н}}$ (где $T = 1$ или $T = 0$ дБ) дополнительный фазовый сдвиг в петле $\varphi_{\text{доп}}$ не превышает 180 эл. град. Напомним, что на средних частотах фазовый сдвиг в петле при ООС равен 180 эл. град. (при этом $\varphi_{\text{доп}} = 0$).

В практических схемах необходимо обеспечить запас устойчивости по фазе $\varphi_{\text{зап}}$ не ниже 45 эл. град. При этом подъем $K_{\text{ОС}}$ на частотах возможной генерации $f_{\text{ГН}}$ и $f_{\text{ГВ}}$ (см. рис. 2.2) не превышает 3 дБ.

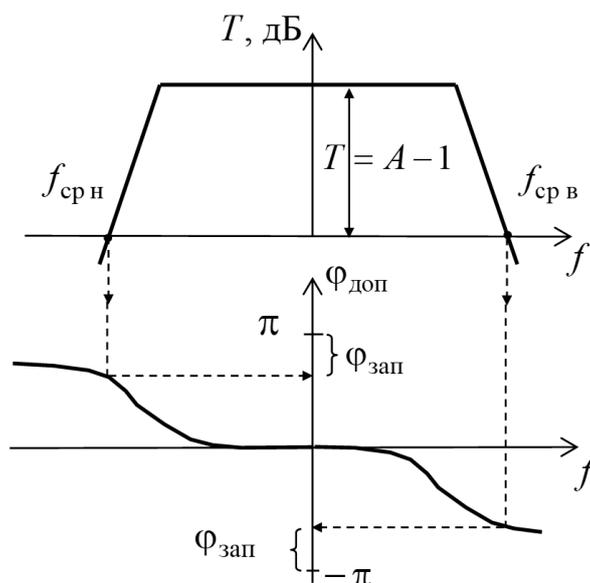


Рис. 2.3 – Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики петлевого усиления

На тех частотах, где дополнительный фазовый сдвиг в петле равен π радиан (180 эл. град.) и ООС превращается в ПОС, петлевое усиление должно упасть до величины, меньшей единицы ($T < 0$ дБ). Тогда самовозбуждения усилителя не произойдет.

Дополнительные фазовые сдвиги на верхних частотах возникают за счет постоянных времени транзисторов, на нижних частотах – за счет разделительных и блокировочных конденсаторов.

Для повышения устойчивости усилителя необходимо стремиться к тому, чтобы область частот, в которой проявляются искажения, вносимые какой-либо одной цепью, по возможности была удалена от тех областей частот, в которых проявляются искажения, вносимые другими цепями. Иначе говоря, необходимо разносить по величине постоянные времени, характеризующие искажения за счет каждой цепи. Если в усилителе одна из цепей приводит к искажениям, т. е. к уменьшению усиления, значительно раньше, чем остальные цепи, внося дополнительный фазовый сдвиг в петле 90 эл. град., то такой же дополнительный фазовый сдвиг за счет других цепей вносится на частоте, где петлевое усиление уже упало ниже единицы и усилитель не самовозбуждается.

До сих пор рассматривались обратные связи, создаваемые в усилителях специально. Но в усилителе могут быть и паразитные ОС, которые возникают в усилителе самопроизвольно и существенно ухудшают его работу.

Существует несколько видов паразитных обратных связей:

- а) паразитная связь между каскадами через цепи питания. Такая связь обычно имеется в многокаскадном усилителе, питающемся от одного источника питания. Мощные оконечные каскады создают на внутреннем сопротивлении источника питания заметное падение напряжения от переменной составляющей тока. Это переменное напряжение попадает в цепи питания первых каскадов усиления, образуя нежелательные паразитные ОС. Для устранения такого вида ОС применяют развязывающие RC -фильтры, как при сглаживании пульсаций напряжения в выпрямителе;
- б) емкостные и индуктивные ОС возникают из-за нерационального монтажа, когда в многокаскадном усилителе выходные цепи усилителя расположены вблизи его входных цепей, что приводит к появлению заметной емкости и взаимной индуктивности между элементами входной и выходной цепей. Такие виды ОС устраняют рациональным монтажом и экранированием первых каскадов усилителя.

2.7 Пример расчета характеристик усилителя с ООС

Задание

Построить АЧХ, ФЧХ и переходные характеристики УПТ, операторный коэффициент передачи которого определяется выражением $K(p) = \frac{K_0}{1 + p\tau}$, при введении частотно-независимой ООС с коэффициентом передачи $\gamma(p) = -\gamma$.

Решение

Требуемые характеристики УПТ с ООС построены на рисунке 2.4.

Сначала получим выражения и построим характеристики рассматриваемого усилителя до введения ООС.

Комплексный коэффициент передачи получим заменой оператора p на $j\omega$:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau} = \text{Re} + j\text{Im} = \frac{K_0}{1 + \omega^2\tau^2} - j \frac{\omega\tau K_0}{1 + \omega^2\tau^2}.$$

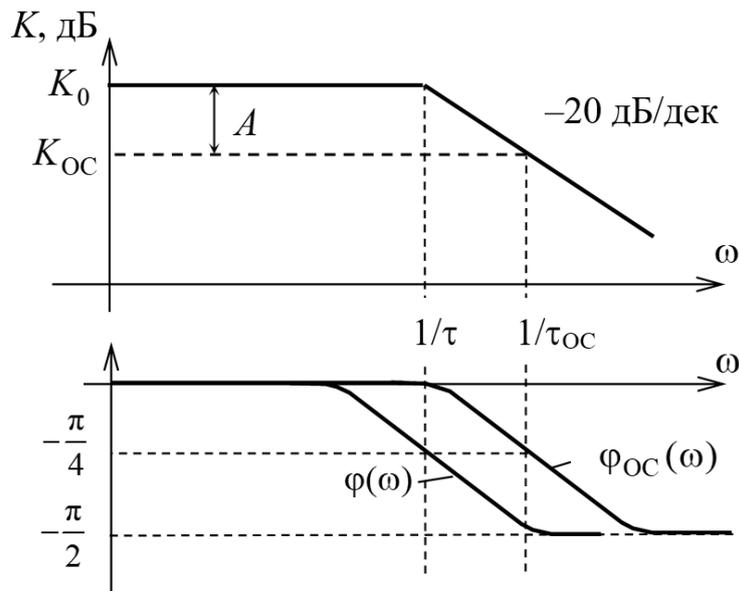


Рис. 2.4 – ЛАЧХ и ФЧХ УПТ

Уравнение АЧХ:

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}.$$

Уравнение логарифмической АЧХ (ЛАЧХ):

$$K(\omega), \text{ дБ} = 20 \lg K(\omega) = 20 \lg K_0 - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}.$$

Обычно вместо реальной ЛАЧХ строят лишь ее асимптоты (т. е. асимптотическую ЛАЧХ):

- 1) при $\omega\tau \ll 1$ получаем уравнение низкочастотной асимптоты:
 $K, \text{ дБ} = 20 \lg K_0$;
- 2) при $\omega\tau \gg 1$ получаем уравнение высокочастотной асимптоты:
 $K(\omega), \text{ дБ} = 20 \lg K_0 - 20 \lg \omega\tau$. Асимптоты пересекаются на частоте сопряжения $\omega = 1/\tau$, совпадающей с верхней граничной частотой полосы пропускания УПТ ω_B , на которой $K, \text{ дБ} = 20 \lg K_0 - 20 \lg \sqrt{2} = K_0 - 3, \text{ дБ}$.

По оси абсцисс наносят абсолютные значения частот через декады. Наклон высокочастотного участка ЛАЧХ составляет -20 дБ на декаду.

Уравнение фазочастотной характеристики:

$$\varphi(\omega) = \arg K(j\omega) = \arctg \frac{\text{Im}}{\text{Re}} = \arctg(-\omega\tau) = -\arctg \omega\tau.$$

Фазовый сдвиг при изменении частоты изменяется от 0 до 90 эл. град., причем на частоте сопряжения $\omega = 1/\tau$ он равен 45 эл. град.

Переходная характеристика

$$h(t) \div \frac{K(p)}{p \cdot K_0} = \frac{1}{p(1 + p\tau)}$$

имеет вид нарастающей экспоненты

$$h(t) = 1 - e^{-t/\tau}.$$

Подставив в это уравнение значения $h(t_{0,1}) = 0,1$ и $h(t_{0,9}) = 0,9$, получим

$$t_{0,1} = \ln \frac{\tau}{0,9} \text{ и } t_{0,9} = \ln \frac{\tau}{0,1}, \text{ что позволяет записать соотношение для оценки вре-$$

мени нарастания фронта импульса в виде:

$$t_{\phi} = t_{0,9} - t_{0,1} = \ln \frac{0,9}{0,1} \tau = 2,2\tau.$$

$$\text{Так как } \omega_B = 1/\tau, \text{ можем записать } t_{\phi} = \frac{2,2}{\omega_B} = \frac{2,2}{2\pi f_B} = \frac{0,35}{f_B}.$$

Если подставить в это выражение значение верхней граничной частоты в мегагерцах, получим значение времени нарастания фронта переходной характеристики в микросекундах.

Операторный коэффициент передачи УПТ при введении ООС определяется выражением:

$$K_{OC}(p) = \frac{K(p)}{1 - \gamma(p)K(p)} = \frac{\frac{K_0}{1 + p\tau}}{1 + \frac{K_0\gamma}{1 + p\tau}} = \frac{K_0}{1 + p\tau + K_0\gamma} = \frac{K_{OC}}{1 + p\tau_{OC}},$$

где $K_{OC} = \frac{K_0}{A}$ – коэффициент усиления с ООС в рабочем диапазоне частот;

$\tau_{OC} = \frac{\tau}{A}$ – эквивалентная постоянная времени усилителя с обратной связью;

$A = 1 + K_0\gamma$ – глубина ООС.

Анализ полученного выражения показывает, что наряду с уменьшением коэффициента передачи в A раз пропорционально глубине обратной связи уменьшилась постоянная времени. Во столько же раз расширяется полоса пропускания усилителя, уменьшается время нарастания фронта импульса, уменьшаются и фазовые сдвиги небольшой величины (при $\omega\tau \ll 1$ $\phi \approx -\omega\tau$).



.....
Контрольные вопросы по главе 2
.....

1. В чем состоит принцип организации ООС?
2. В чем заключается принцип организации ПОС?
3. В чем состоит отличие между последовательной и параллельной ООС?
4. Приведите выражение для коэффициента усиления по напряжению усилителя с обратной связью.
5. Дайте определение усилителя с обратной связью.
6. Приведите формулу для глубины обратной связи.
7. Как влияет ООС на величину коэффициента усиления?
8. Как влияет ООС на нелинейные искажения?
9. Как влияет ООС на величину входного и выходного сопротивления усилителя?
10. В чем состоит частотный критерий устойчивости усилителя с обратной связью? Как определить запас устойчивости по амплитуде и фазе?

3 Эквивалентные схемы и малосигнальные параметры усилительных приборов

3.1 Способы включения биполярного транзистора

В схемах усилителей используется активный режим работы биполярных транзисторов, когда эмиттерный переход смещен в прямом, а коллекторный переход – в обратном направлении. Величины токов эмиттера, базы и коллектора зависят от напряжений, приложенных к электродам транзистора. В зависимости от способа подключения источника входного сигнала $U_{вх}$ и сопротивления нагрузки R и того, какой из электродов транзистора является для них общим, различают схемы включения транзистора с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Схемы включения показаны на рисунках 3.1, а, б, в соответственно. На схемах указаны полярности напряжений источников питания, обеспечивающих работу $n-p-n$ -транзистора в активном режиме.

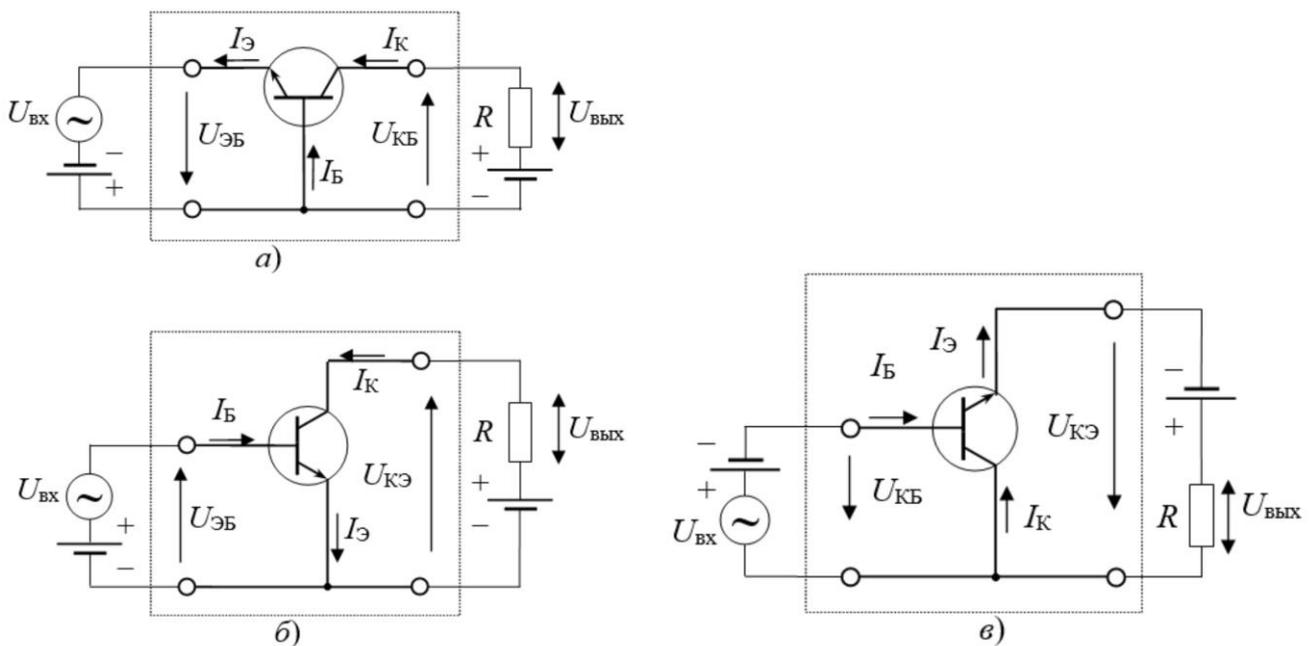


Рис. 3.1 – Схемы включения транзистора: с общей базой (а); с общим эмиттером (б); с общим коллектором (в)

Зависимости токов электродов транзистора от приложенных напряжений отражаются статическими вольт-амперными характеристиками (ВАХ) – входными и выходными. Рассмотрим поведение ВАХ на примере $n-p-n$ -транзисторов.

3.2 Характеристики транзистора при включении с общей базой

Входные ВАХ транзистора в схеме с общей базой – зависимость тока эмиттера $I_{\text{Э}}$ от напряжения эмиттер – база $U_{\text{ЭБ}}$ при различных напряжениях между коллектором и базой $U_{\text{КБ}}$ – показаны на рисунке 3.2, а. Эти характеристики по форме близки к соответствующей характеристике p - n -перехода. При увеличении напряжения $U_{\text{КБ}}$ снижается энергетический барьер в эмиттерном переходе, усиливается инжекция электронов из области эмиттера в область базы и встречная инжекция дырок и ток эмиттера возрастает. Поэтому входные характеристики при больших напряжениях $U_{\text{КБ}}$ смещены влево.

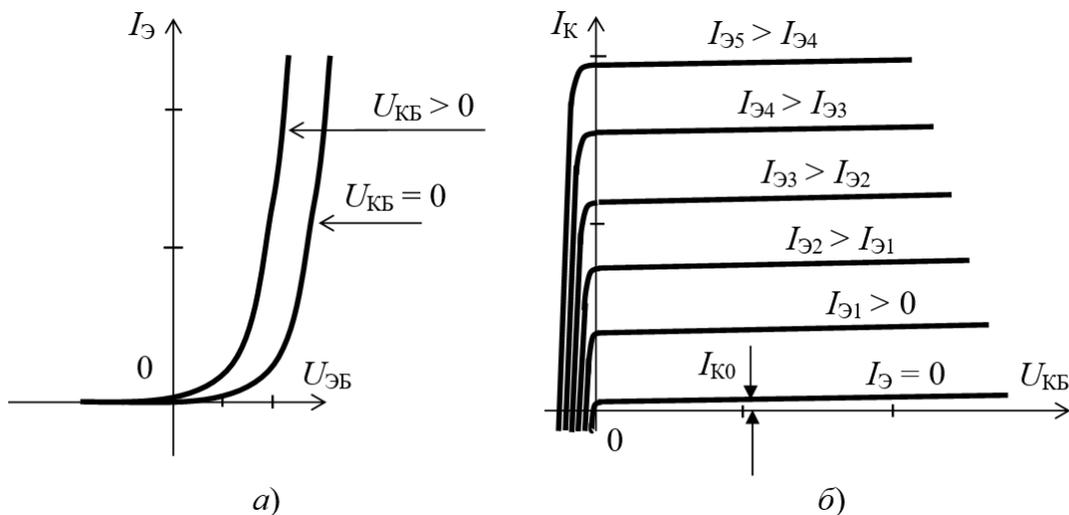


Рис. 3.2 – ВАХ биполярного транзистора в схеме с общей базой: входная ВАХ (а); выходная ВАХ (б)

Выходные ВАХ транзистора в схеме с общей базой – зависимость тока коллектора $I_{\text{К}}$ от напряжения $U_{\text{КБ}}$ при различных токах эмиттера – показаны на рисунке 3.2, б. При положительном напряжении на коллекторе ток $I_{\text{К}}$ слабо зависит от $U_{\text{КБ}}$ и изменяется пропорционально изменению тока эмиттера $I_{\text{Э}}$. Однако при $I_{\text{Э}} = 0$ ток коллектора $I_{\text{К}0} \neq 0$. Его называют тепловым (обратным) током перехода база – коллектор.

При перемене полярности напряжения $U_{\text{КБ}}$ транзистор насыщается, ток коллектора перестает зависеть от тока эмиттера, уменьшается до нуля и уже при долях вольта меняет направление. Такая зависимость тока $I_{\text{К}}$ обусловлена тем, что в n - p - n -транзисторе при $U_{\text{КБ}} > 0$ через переход база – коллектор движутся только электроны, инжектируемые эмиттером в базу и попадающие на коллектор под влиянием поля коллекторного перехода. При смене полярности коллекторного напряжения появляется встречный поток носителей. Вследствие этого

ток коллектора резко уменьшается. Равенство $I_K = 0$ означает, что составляющая тока коллектора, обусловленная движением носителей заряда из области эмиттера, равна составляющей, обусловленной движением носителей заряда из области коллектора. Небольшое увеличение коллекторного и эмиттерного токов транзистора при увеличении напряжения коллектора $U_{КБ}$ обусловлено зависимостью эффективной толщины слоя базы от $U_{КБ}$. При увеличении обратного напряжения на коллекторном переходе толщина запирающего слоя увеличивается, примерно на столько же уменьшается эффективная толщина слоя базы, и все большая часть электронов, инжектируемых эмиттером, попадает в ускоряющее поле коллекторного перехода.

Токи транзистора, работающего в активном режиме, связаны между собой соотношениями:

$$I_{\Theta} = I_K + I_B, \quad (3.1)$$

$$I_K = \alpha I_{\Theta}, \quad (3.2)$$

где α – статический коэффициент передачи тока эмиттера (α достигает 0,99 и более, т. е. очень близок к единице).

3.3 Характеристики транзистора при включении с общим эмиттером

На рисунке 3.3, *а* показаны входные характеристики биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером – зависимость тока базы I_B от напряжения $U_{БЭ}$.

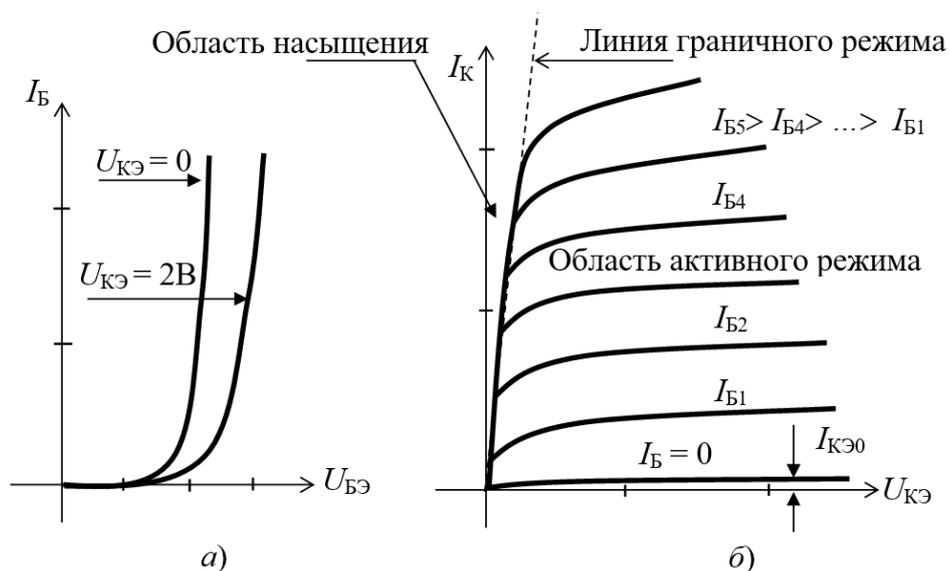


Рис. 3.3 – ВАХ биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером: входная ВАХ (*а*); выходная ВАХ (*б*)

При $U_{КЭ} < U_{БЭ}$ (обычно эта ВАХ приводится при $U_{КЭ} = 0$) транзистор переходит в режим насыщения, когда в прямом направлении смещены оба перехода, поэтому при том же напряжении $U_{БЭ}$ базовый ток увеличивается, т. к. через базу текут токи обоих переходов. При $U_{КЭ} > U_{БЭ}$ коллекторный переход смещен в обратном направлении и напряжение на нем практически не влияет на прямой ток перехода база – эмиттер. Эти обстоятельства позволяют на семействе входных ВАХ приводить только две характеристики: одну при $U_{КЭ} = 0$, другую при $U_{КЭ}$, равном одному, двум или пяти вольтам. Выходные ВАХ биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером показаны на рисунке 3.3, б. Общий характер этих зависимостей аналогичен характеру обратной ветви ВАХ диода, т. к. большая часть напряжения $U_{КЭ}$ падает на коллекторном переходе, смещенном в обратном направлении. Однако, в отличие от выходных характеристик схемы с общей базой, выходные характеристики схемы ОЭ имеют значительно больший наклон, т. е. наблюдается большая зависимость выходного тока от выходного напряжения.

Так как управляющим током в схеме с общим эмиттером является ток базы, уравнение (3.2), связывающее токи транзистора, удобно представить в виде:

$$I_K = \alpha I_{Э} = \alpha(I_B + I_K). \quad (3.3)$$

Выразив из этого уравнения ток коллектора через ток базы, получим:

$$I_K = \beta I_B = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) \cdot I_B. \quad (3.4)$$

Здесь β – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером. Чем ближе коэффициент α к единице, тем больше коэффициент β . Типовые значения β – от нескольких десятков до ста и более.

Характеристика при $I_B = 0$ выходит из начала координат и имеет вид обратной ветви ВАХ диода. Этот режим работы транзистора равнозначен его работе с оборванной базой. Условие $I_B = 0$ соответствует равенству нулю результирующего тока базы, складывающегося из тока источника $U_{БЭ}$ и противоположного ему по направлению обратного тока перехода база – коллектор $I_{К0}$. При этом в транзисторе от коллектора к эмиттеру протекает ток $I_{КЭ0}$, называемый *сквозным*. Этот ток больше, чем $I_{К0}$:

$$I_{КЭ0} = I_{К0} + \beta I_{К0} = (\beta + 1)I_{К0}. \quad (3.5)$$

Это объясняется тем, что часть напряжения источника $U_{КЭ}$ приложена к эмиттерному переходу в прямом направлении. Вследствие этого возрастает ток эмиттера и почти на столько же возрастает ток коллектора. При высоких температурах и использовании германиевых транзисторов с высоким β обрыв базы в работающей схеме может привести к выходу транзистора из строя из-за чрезмерно большого сквозного тока.

Если $I_B > 0$, выходные характеристики расположены выше, чем при $I_B = 0$, и тем выше, чем больше ток I_B . На выходных характеристиках схемы с ОЭ четко видны две области. Справа от линии граничного режима – активная область, где эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный – в обратном. Слева от линии граничного режима находится область насыщения, где оба перехода смещены в прямом направлении. Необходимо обратить внимание на то, что в этой схеме напряжение на переходе коллектор – база равно разности напряжений коллектор – эмиттер и база – эмиттер, т. е. $U_{КБ} = U_{КЭ} - U_{БЭ}$, поэтому насыщение транзистора наступает при положительном напряжении $U_{КЭ}$.

3.4 Т-образная схема замещения транзистора при включении с общей базой

В электронных схемах на электроды транзистора подают постоянные питающие напряжения, задавая таким образом положение рабочей точки на его ВАХ. Если при этом на усилительный элемент поступает еще и переменное напряжение – входной сигнал, то по отношению к этому сигналу он ведет себя как активный четырехполюсник. При малых амплитудах сигнала этот четырехполюсник можно считать линейным и представить одной из линейных эквивалентных схем. Все параметры рассматриваемых эквивалентных схем – дифференциальные, т. е. определены для приращений токов и напряжений. Обычно такие схемы называют малосигнальными схемами замещения усилительных элементов, подчеркивая этим, что они справедливы только для режима малого сигнала.

Исходя из принципа работы биполярного транзистора, можно построить физические эквивалентные схемы замещения. На рисунке 3.4 показана эквивалентная Т-образная схема биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой (ОБ). В схеме имеются две базовые точки: точка Б, соответствующая внешнему выводу базы, и воображаемая точка Б₁, находящаяся внутри объемной области базы. Положительное направление тока эмиттера выбрано произвольно,

поскольку знак приращения $i_{\mathcal{E}} = \Delta I_{\mathcal{E}}$ (приращения токов и напряжений обозначены строчными буквами) может быть любым.

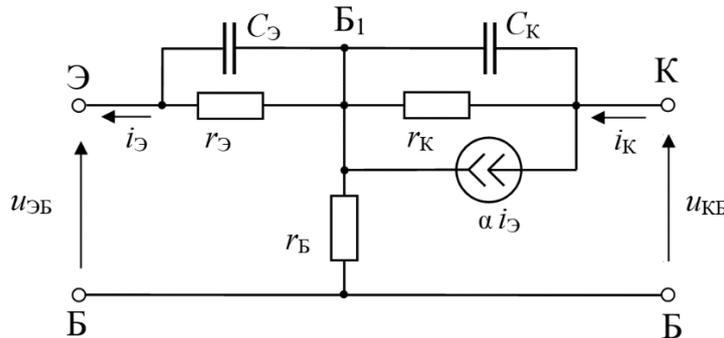


Рис. 3.4 – Т-образная эквивалентная схема транзистора для схемы с ОБ

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода:

$$r_{\mathcal{E}} = \frac{\varphi_T}{I_{\mathcal{E}}} = \frac{26}{I_{\mathcal{E}}}, \quad (3.6)$$

где $I_{\mathcal{E}}$ – постоянная составляющая тока эмиттера, мА; φ_T – температурный потенциал, при комнатной температуре примерно равный 26 мВ.

Другие параметры представленной схемы имеют следующий физический смысл:

- $r_{\mathcal{B}}$ – омическое сопротивление области базы (30...70 Ом для транзисторов малой и средней мощности, 5...30 Ом для транзисторов повышенной и высокой мощности);
- $r_{\mathcal{K}} = \frac{k\sqrt{U_{\mathcal{KB}}}}{I_{\mathcal{E}}} = (1-3) \text{ МОм}$ – дифференциальное сопротивление коллекторного перехода;
- $C_{\mathcal{E}}$ – емкость эмиттерного перехода;
- $C_{\mathcal{K}}$ – емкость коллекторного перехода.

3.5 Т-образная схема замещения транзистора при включении с общим эмиттером

Для биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, малосигнальная Т-образная эквивалентная схема имеет вид, представленный на рисунке 3.5. Параметры схемы $r_{\mathcal{B}}$, $r_{\mathcal{E}}$, $C_{\mathcal{E}}$ имеют те же значения, что и в схеме с общей базой, а $C_{\mathcal{K}}^*$ и $r_{\mathcal{K}}^*$ изменяются. Сопротивление $r_{\mathcal{K}}^* = r_{\mathcal{K}}/(1+\beta)$, а емкость $C_{\mathcal{K}}^* = C_{\mathcal{K}}(1+\beta)$. Это обусловлено тем, что управляющим током стал ток базы.

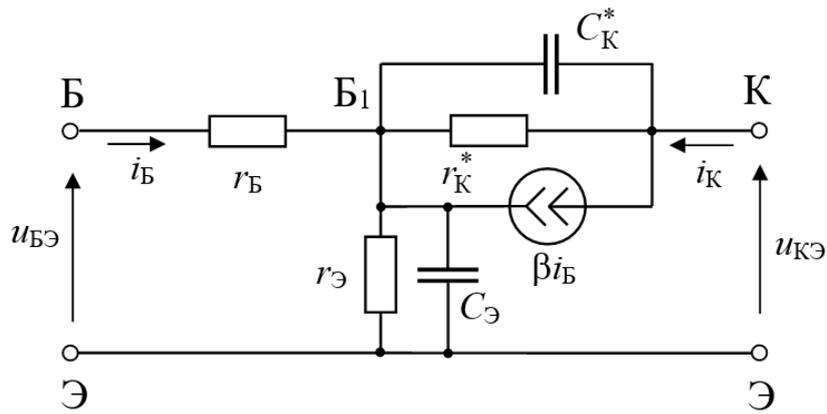


Рис. 3.5 – Т-образная эквивалентная схема транзистора для схемы с ОЭ

В данном учебном пособии мы не делаем различия в обозначении интегральных и дифференциальных величин коэффициентов передачи токов базы и эмиттера. В первом приближении они равны, хотя более строго в расчетах по постоянному току надо использовать интегральные, а по переменному току – дифференциальные величины α и β .

Параметры любой из рассмотренных эквивалентных схем могут быть определены либо расчетным, либо экспериментальным путем. Однако расчет не всегда обеспечивает требуемую точность, а эксперимент затруднен из-за недоступности для исследователя внутренней точки базы B_1 . Поэтому часто заменяют физические эквивалентные схемы более удобным на практике представлением транзистора в виде активного четырехполюсника.

3.6 H -параметры транзистора и их связь с параметрами физической эквивалентной схемы

При любой схеме включения транзистор может быть представлен в виде активного четырехполюсника (рис. 3.6, а), на входе которого действует напряжение u_1 и протекает ток i_1 , а на выходе – напряжение u_2 и ток i_2 . Для транзисторов чаще всего используются h -параметры. Система уравнений, показывающая связь напряжений и токов с h -параметрами, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2, \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

Физический смысл соответствующих коэффициентов следующий:

- h_{11} – входное сопротивление при коротком замыкании на выходе;
- h_{12} – коэффициент ОС по напряжению при холостом ходе на входе;

- h_{21} – коэффициент передачи тока при коротком замыкании на выходе;
- h_{22} – выходная проводимость при холостом ходе на входе.

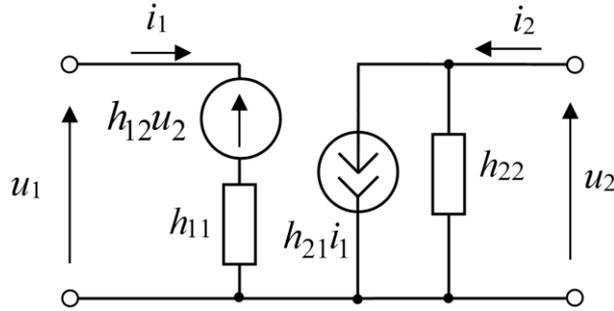


Рис. 3.6 – Эквивалентная схема четырехполюсника в системе h -параметров

Как и при анализе физических эквивалентных схем, схемы замещения с активным четырехполюсником справедливы только для малых приращений токов и напряжений. Роль малых приращений могут играть малые гармонические токи и напряжения. Для переменных токов и напряжений все входные и выходные величины, а следовательно и h -параметры, являются комплексными, зависящими от частоты. Четырехполюсник можно представить эквивалентной схемой (рис. 3.6) в h -параметрах. Представление транзистора в виде активного четырехполюсника справедливо для любой схемы включения. Для схемы с ОБ h -параметрам приписывают индекс Б: $h_{11Б}$, $h_{12Б}$, $h_{21Б}$ и $h_{22Б}$. Для схемы с ОЭ h -параметры обозначаются через $h_{11Э}$, $h_{12Э}$, $h_{21Э}$ и $h_{22Э}$.

Значения одноименных h -параметров для различных схем включения различаются. Из сравнения физических эквивалентных схем и эквивалентных схем транзистора в h -параметрах можно найти соотношения для расчета h -параметров через параметры физических эквивалентных схем:

$$\begin{aligned}
 h_{11Б} = r_{вхБ} = r_{Э} + r_{Б}(1 - \alpha); \quad h_{11Э} = r_{вхЭ} = r_{Б} + r_{Э}(1 + \beta); \\
 h_{12Б} \approx \frac{r_{Б}}{r_{К}}; \quad h_{12Э} \approx \frac{r_{Э}(1 + \beta)}{r_{К}}; \\
 h_{21Б} \approx \alpha; \quad h_{21Э} \approx \beta; \\
 h_{22Б} \approx \frac{1}{r_{К}}; \quad h_{22Э} \approx \frac{1}{r_{К}^*} \approx \frac{(1 + \beta)}{r_{К}}.
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

В практике приближенных расчетов часто пользуются упрощенными эквивалентными схемами, не учитывающими внутреннюю обратную связь по

напряжению, полагая $h_{12Б} \approx 0$ и $h_{12Э} \approx 0$. Не учитывают обычно и влияние емкости эмиттерного перехода $C_{Э}$, т. к. она всегда зашунтирована низкоомным сопротивлением $r_{Э}$.

На высоких частотах учитывается зависимость от частоты коэффициентов передачи по току α и β :

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\alpha})^2}} \quad \text{и} \quad \beta(\omega) = \frac{\beta}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\beta})^2}},$$

где $\tau_{\alpha} = \frac{1}{2\pi f_{\alpha}}$ и $\tau_{\beta} = \frac{1}{2\pi f_{\beta}}$, f_{α} – частота, на которой α падает на 3 дБ;

$f_{\beta} = \frac{f_{\alpha}}{1 + \beta}$ – частота, на которой β падает на 3 дБ.

3.7 Определение h -параметров по характеристикам транзистора

Параметры эквивалентной схемы транзистора могут быть определены по его ВАХ. По выходным характеристикам транзистора можно определить выходное сопротивление транзистора $r_{К}^*$ ($h_{22Э}$) и коэффициент передачи транзистора по току $h_{21Э}$.

Для определения дифференциального выходного сопротивления транзистора в рабочей точке **1** (рис. 3.7) проведем касательную AB к соответствующей выходной характеристике через рабочую точку и определим ее наклон:

$$r_{К}^* = \frac{1}{h_{22Э}} = \left. \frac{\Delta U_{КЭ}}{\Delta I_{К}} \right|_{I_{Б} = I_{Б1}}. \quad (3.9)$$

По выходным характеристикам может быть также определен коэффициент передачи транзистора по току $h_{21Э}$, а именно как отношение приращения коллекторного тока к вызвавшему его изменению тока базы. Если ток коллектора транзистора в рабочей точке **1** равен $I_{К1}$ при токе базы $I_{Б1}$, то, поднявшись по линии $U_{КЭ} = U_0$, найдем координаты точки **2** при токе базы $I_{Б2}$ и определим $h_{21Э}$ как

$$h_{21Э} = \frac{I_{К2} - I_{К1}}{I_{Б2} - I_{Б1}}. \quad (3.10)$$

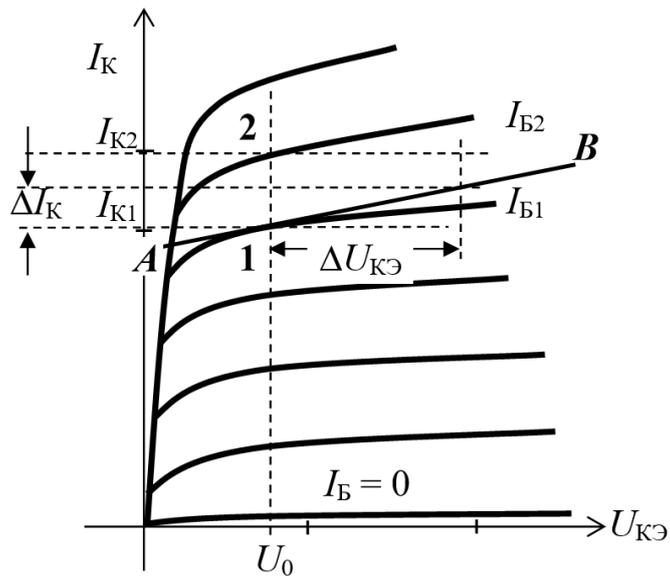


Рис. 3.7 – Определение параметров транзистора по его выходным ВАХ

Аналогично по входным характеристикам может быть определено входное сопротивление транзистора (рис. 3.8). Для этого через рабочую точку **3** проводится касательная CD ко входной характеристике и исходя из наклона этой касательной рассчитывается $h_{11Э}$:

$$h_{11Э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}} \right|_{U_{КЭ} = U_0} \quad (3.11)$$

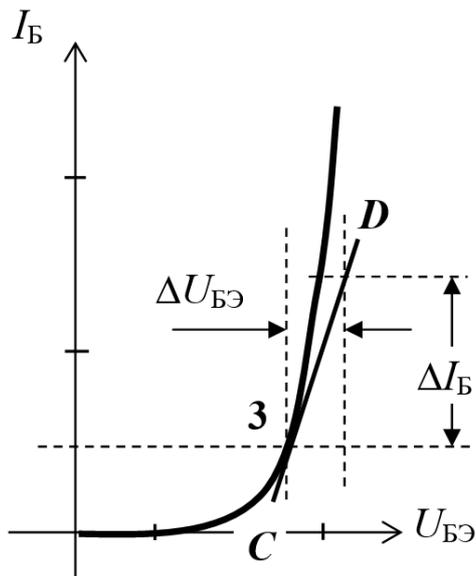


Рис. 3.8 – Определение входного сопротивления транзистора по его входной характеристике

3.8 Полевые транзисторы

Полевой транзистор управляется электрическим полем. Отсюда название – полевой транзистор (ПТ). Входные токи полевых транзисторов составляют от единиц пикоампер (пА) до единиц наноампер (нА), что позволяет уменьшить входную мощность управления.

Биполярные транзисторы (БТ) управляются током, поэтому их входная мощность значительно выше.

На рисунке 3.9 показан электрический аналог биполярного и полевого транзистора. Название выводов у полевого транзистора: З – затвор, С – сток, И – исток. В сравнении с биполярным транзистором просматривается аналогия: затвор – база, сток – коллектор, исток – эмиттер. Схему с общим истоком наиболее часто применяют на практике. В этой схеме исток объединен с общей шиной, а входная цепь затвор – исток управляет выходной цепью сток – исток.

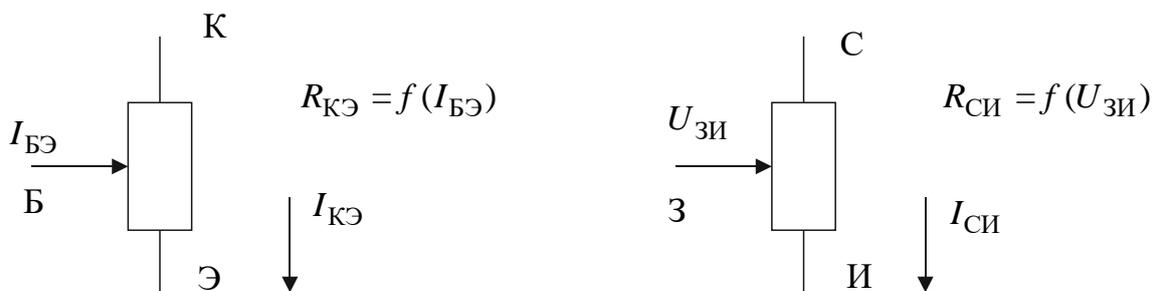


Рис. 3.9 – Электрический аналог БТ и ПТ

В полевом транзисторе напряжение $U_{ЗИ}$ (электрическое поле) управляет выходным сопротивлением $R_{СИ} = f(U_{ЗИ})$. У БТ ток база – эмиттер $I_{БЭ}$ изменяет выходное сопротивление $R_{КЭ} = f(I_{БЭ})$.

3.8.1 Классификация полевых транзисторов

Все виды ПТ можно отобразить классификационной диаграммой, приведенной на рисунке 3.10. Различают два основных вида:

- а) ПТ с управляющим p - n -переходом;
- б) ПТ с изолированным затвором.

Токопроводящий канал у ПТ с управляющим p - n -переходом является объемным, а у ПТ с изолированным затвором расположен в приповерхностной зоне. В ПТ с изолированным затвором металл отделен от проводящего слоя тонким слоем изоляции, отсюда появились два названия: МОП- и МДП-транзистор.

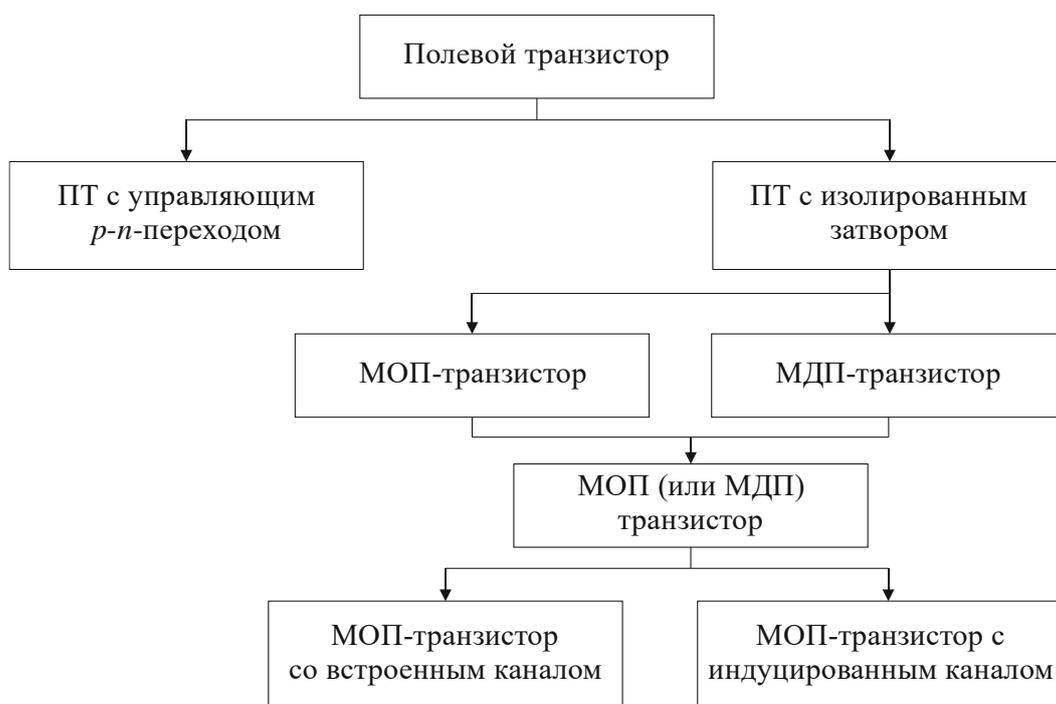


Рис. 3.10 – Виды полевых транзисторов

Первоначально планировалось выпускать как МОП (металл – окисел – проводник), так и МДП (металл – диэлектрик – проводник) транзисторы. В МОП-транзисторе в качестве диэлектрика используется оксид кремния SiO_2 . Для МДП-транзистора были разработаны и опробованы другие виды диэлектриков.

Технология производства диэлектрика на основе оксида кремния оказалась в десятки раз дешевле, и ей отдают предпочтение при разработке полевых транзисторов. Поэтому правильное на данном этапе развития технологий называть ПТ с изолированным затвором МОП-транзистором, а «МДП-транзистор» считать синонимом. Тем не менее, в литературе можно встретить оба названия – МОП- и МДП-транзистор, что вызывает определенные затруднения в восприятии материала. В данном учебном пособии будем придерживаться термина «МОП-транзистор».

Существует две разновидности МОП-транзисторов (рис. 3.10):

- со встроенным каналом;
- с индуцированным каналом.

Рассмотрим структуру полевых транзисторов.

Структура ПТ с управляющим $p-n$ -переходом n -типа показана на рисунке 3.11. Полупроводниковая пластина, в нашем случае n -типа, называется каналом. На ее торцы наносят металлизированные пленки, к которым подключают выводы сток (С) и исток (И). На широких гранях методом легирования создают область противоположной полярности по отношению к каналу и подключают к

нему вывод затвор (З). Под действием управляющего напряжения затвор – исток меняется сечение токопроводящего канала. Так, при максимальном сечении протекает большой ток (рис. 3.11, а). Сжатие площади сечения приводит к уменьшению тока стока (рис. 3.11, б).

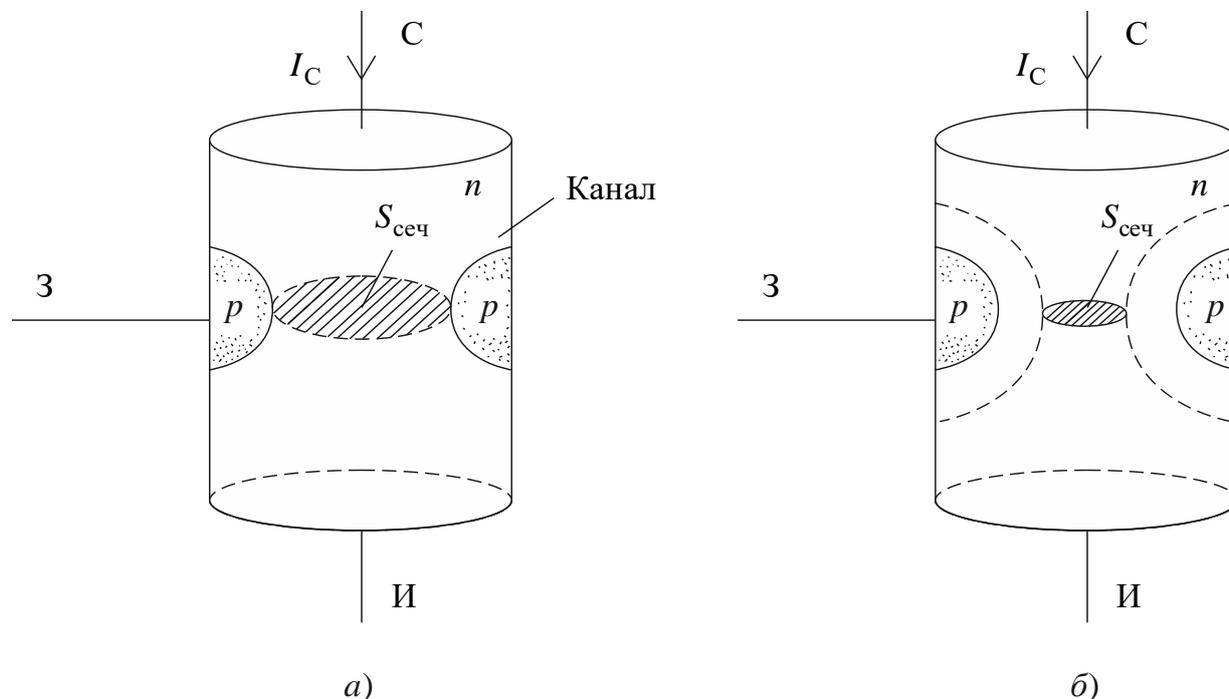
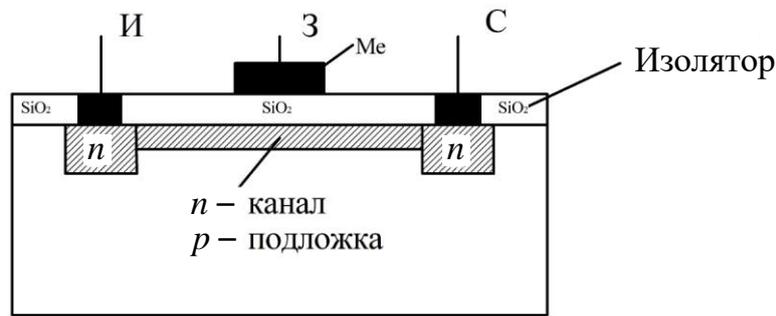


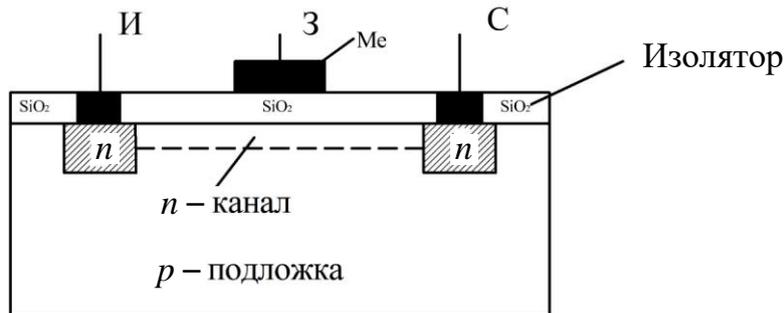
Рис. 3.11 – Структура полевого транзистора с управляющим p - n -переходом: открытый ПТ, $S_{сеч} = \max$, ток стока $I_C = \max$ (а); ПТ закрывается, сечение уменьшается и ток стока уменьшается (б)

Структуру ПТ с изолированным затвором поясняет рисунок 3.12. Отличие для МОП-транзистора со встроенным и индуцированным каналом только в способе формирования проводящего канала.

МОП-транзистор со встроенным каналом n -типа представлен на рисунке 3.12, а. В пластине Si путем легирования создают: p -область (подложка) и n -области (исток и сток). На n -области наносят металлические электроды – исток и сток. Исходным материалом для ПТ с изолированным затвором является кремний, поэтому в качестве диэлектрика используют слой диоксида кремния SiO_2 , выращенный на поверхности кристалла кремния путем высокотемпературного окисления. На слой диэлектрика наносят металлический электрод – затвор. Получается структура металл – диэлектрик – полупроводник. Сток и исток (n -области) соединяют встроенным каналом той же проводимости. Сечение канала меняется под действием напряжения затвор – исток. Тип проводимости канала (n или p) определяет соответственно и тип транзистора.



а)



б)

Рис. 3.12 – Структура полевого транзистора с изолированным затвором: структура МОП-транзистора с встроенным каналом (а); структура МОП-транзистора с индуцированным каналом (б)

В МОП-транзисторе с индуцированным каналом (рис. 3.12, б) проводящий канал между истоком и стоком отсутствует и появляется только при определенной полярности и при определенном значении напряжения на затворе относительно истока, которое называют пороговым напряжением. Таким образом, проводящий канал появляется под действием наведенного (индуцированного) электрического поля.

В некоторых случаях на подложку наносят металлический электрод и получают четырехвыводной МОП-транзистор, имеющий два равноценных затвора. Такие ПТ называют МОП-тетроды или двухзатворные МОП-транзисторы.

Условно-графическое обозначение (УГО) полевых транзисторов представлено на рисунках 3.13–3.15. Канал у ПТ с изолированным каналом (рис. 3.14 и 3.15) отображается вертикальной линией (сплошная линия – встроенный, штриховая – индуцированный). Подложка изображена стрелкой. Этот вывод, как и затвор, может выполнять управляющие функции. Однако такой вариант используется редко, поэтому подложку объединяют с истоком. Затвор изображается вертикальной линией, параллельной каналу. Вывод затвора обращен к истоку.

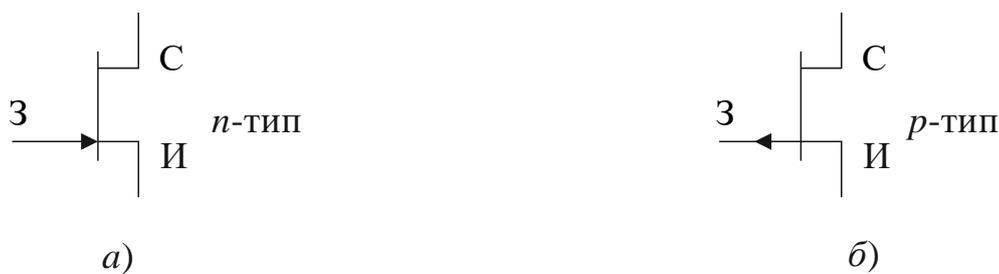
Рис. 3.13 – УГО ПТ с управляющим p - n -переходом

Рис. 3.14 – УГО ПТ с изолированным затвором со встроенным каналом



Рис. 3.15 – УГО ПТ с изолированным затвором с индуцированным каналом

3.8.2 ВАХ полевого транзистора

Различают следующие виды ВАХ полевого транзистора:

- входная;
- выходная;
- проходная (передаточная).

Входная ВАХ – это зависимость тока затвора от напряжения затвор – исток. Входная характеристика почти не используется, поскольку ток затвора очень мал.

Выходная характеристика – это зависимость вида $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$, где f – некоторая функция.

Выходная ВАХ ПТ с управляющим p - n -переходом n -типа в общем виде приведена на рисунке 3.16.

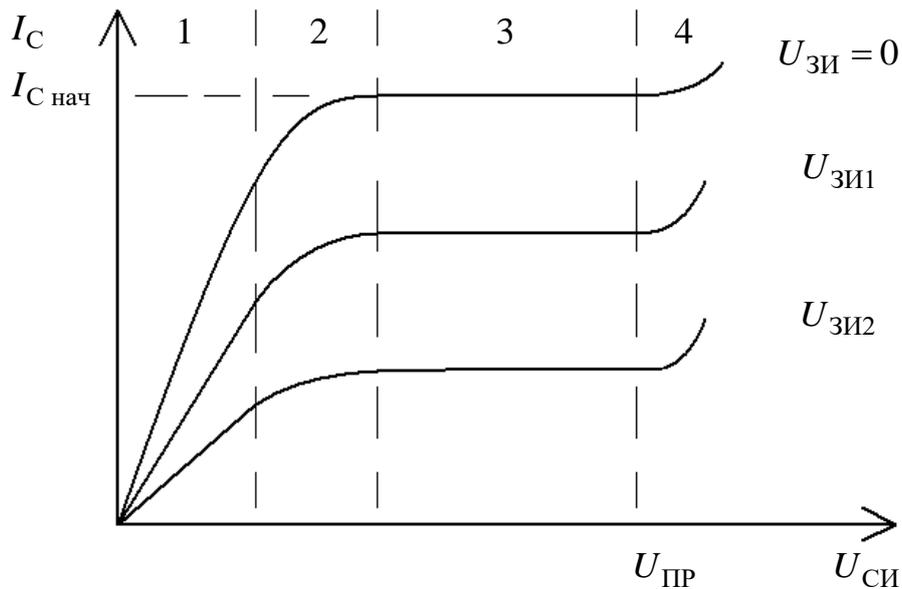


Рис. 3.16 – Выходная ВАХ ПТ с управляющим переходом n -типа (в общем виде)

На ВАХ выделяют следующие области: 1 – линейная, 2 – перегиба, 3 – насыщения и 4 – пробоя.

Линейная область характеризуется пропорциональным изменением тока стока I_C от напряжения сток – исток в соответствии с законом Ома. Все характеристики этой области имеют вид прямых линий, которые веером выходят из начала координат. Полевой транзистор можно использовать здесь в качестве линейного управляемого сопротивления.

Другим примером использования линейной области ВАХ является работа ПТ в режиме ключа. Нагрузочная прямая по постоянному току ПТ в режиме ключа должна проходить через линейный участок ВАХ (включен) и точку отсечки (выключен). Рабочая точка транзистора для включенного состояния находится на пересечении нагрузочной прямой и линейного участка ВАХ. Для мощных ключей протекающий ток стока достигает 10 А и выше. Напряжение на включенном ключе называют остаточным $U_{си} = U_{ост}$. Статические потери ключа напрямую зависят от остаточного напряжения, поэтому разработчики прилагают все усилия для его уменьшения. Отметим, что полевой транзистор по величине остаточного напряжения проигрывает биполярному.

В области перегиба зависимость тока I_C от напряжения $U_{си}$ приобретает нелинейный характер. Например, для ветви ВАХ ($U_{зи} = 0$) с увеличением напряжения $U_{си}$ рост тока стока уменьшается и достигает максимального значения $I_{C нач}$.

В области насыщения ветви ВАХ имеют пологий характер. Ток стока остается почти постоянным при изменении напряжения сток – исток. Пологая область используется для работы транзистора в активном режиме, а также в схемах источников тока.

Дальнейший рост напряжения сток – исток ограничен величиной напряжения пробоя $U_{пр}$. К области пробоя относятся напряжения, удовлетворяющие условию $U_{си} \geq U_{пр}$.

Проходная (передаточная) характеристика – это зависимость, которая описывается выражением $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$, где f – некоторая функция.

Проходные характеристики для всех видов полевых транзисторов n - и p -типа показаны на рисунках 3.17 и 3.18. Характеристики n - и p -типа для каждого вида транзистора имеют симметричный характер.

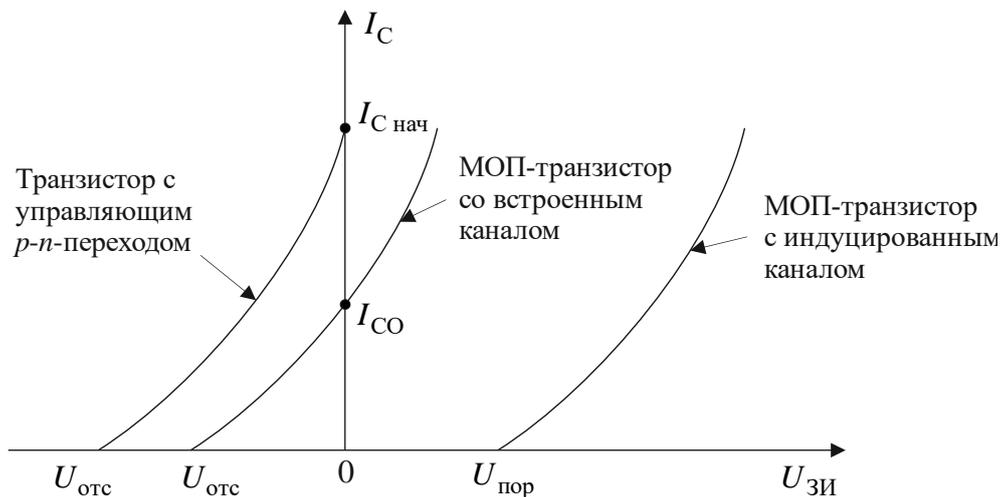


Рис. 3.17 – Проходные характеристики ПТ n -типа

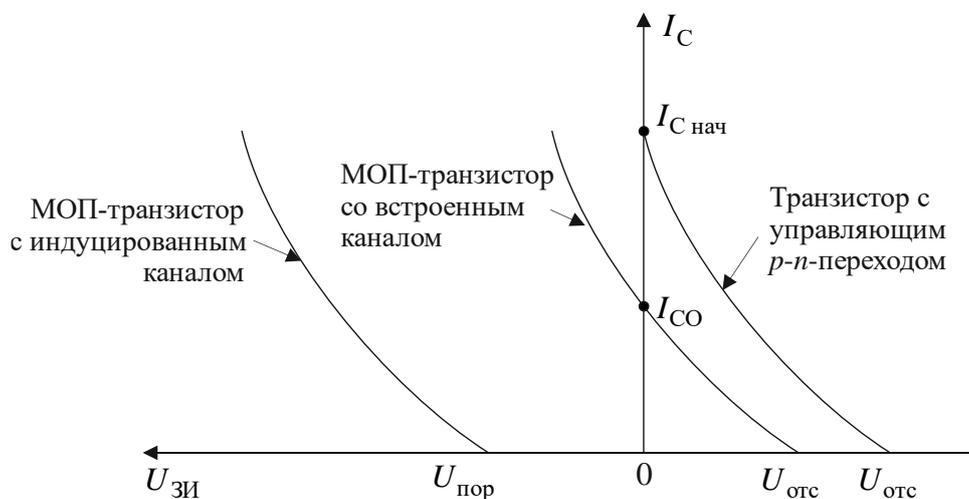


Рис. 3.18 – Проходные характеристики ПТ p -типа

Рассмотрим особые точки проходных характеристик на рисунке 3.17. $U_{отс}$ – напряжение затвор – исток, при котором ток стока равен нулю и транзистор выключен. Увеличение напряжения на затворе приводит к росту тока стока. Максимальный ток стока $I_{с\ нач}$ соответствует нулевому напряжению на затворе. Работа транзистора с управляющим p - n -переходом при положительных напряжениях на затворе приводит к потере усилительных свойств и не рекомендуется. Проходные характеристики нелинейны и описываются выражением:

$$I_c = I_{с\ нач} \left(1 - \frac{U_{си}}{U_{отс}} \right)^2. \quad (3.12)$$

У МОП-транзистора с встроенным каналом n -типа (рис. 3.17) также присутствует напряжение отсечки $U_{отс}$. Напряжение управления затвор – исток может принимать как отрицательное, так и положительное значение. При отсутствии управляющего напряжения $U_{зи} = 0$ выходной тока транзистора равен $I_{со}$. При токе стока $I_c \leq I_{со}$ транзистор работает в зоне обеднения канала основными носителями (второй квадрант), а при $I_c \geq I_{со}$ – в зоне обогащения (первый квадрант).

Проходная характеристика МОП-транзистора с индуцированным каналом (рис. 3.17) смещена в первый квадрант и имеет вид, аналогичный предыдущим полевым транзисторам. Пороговое напряжения $U_{пор}$ – положительное и определяет величину напряжения на затворе, необходимую для открытия транзистора.

Реализация практических схем на ПТ основана на выборе типа транзистора и режима его работы, использовании проходных и выходных ВАХ транзистора, формировании схем подключения источников питания и схем усиления. Эти сведения систематизированы и в общем виде представлены на рисунках 3.19–3.26 для всех видов ПТ.

На рисунке 3.19 приведены УГО ПТ n -типа (а) и p -типа (б). Проходные характеристики, по которым определяют напряжение отсечки $U_{отс}$, максимальный ток стока $I_{с\ нач}$ и крутизну, а также выбирают положение точки покоя для усиления переменных сигналов для транзисторов n -типа и p -типа представлены на рисунке 3.19, в и г соответственно. Выходные характеристики, необходимые для построения нагрузочной прямой по постоянному и переменному току, а также выбора режима работы транзистора в активном или ключевом режиме работы, изображены на рисунке 3.19, д и е.

Схемы ПТ с управляющим p - n -переходом представлены на рисунке 3.20.

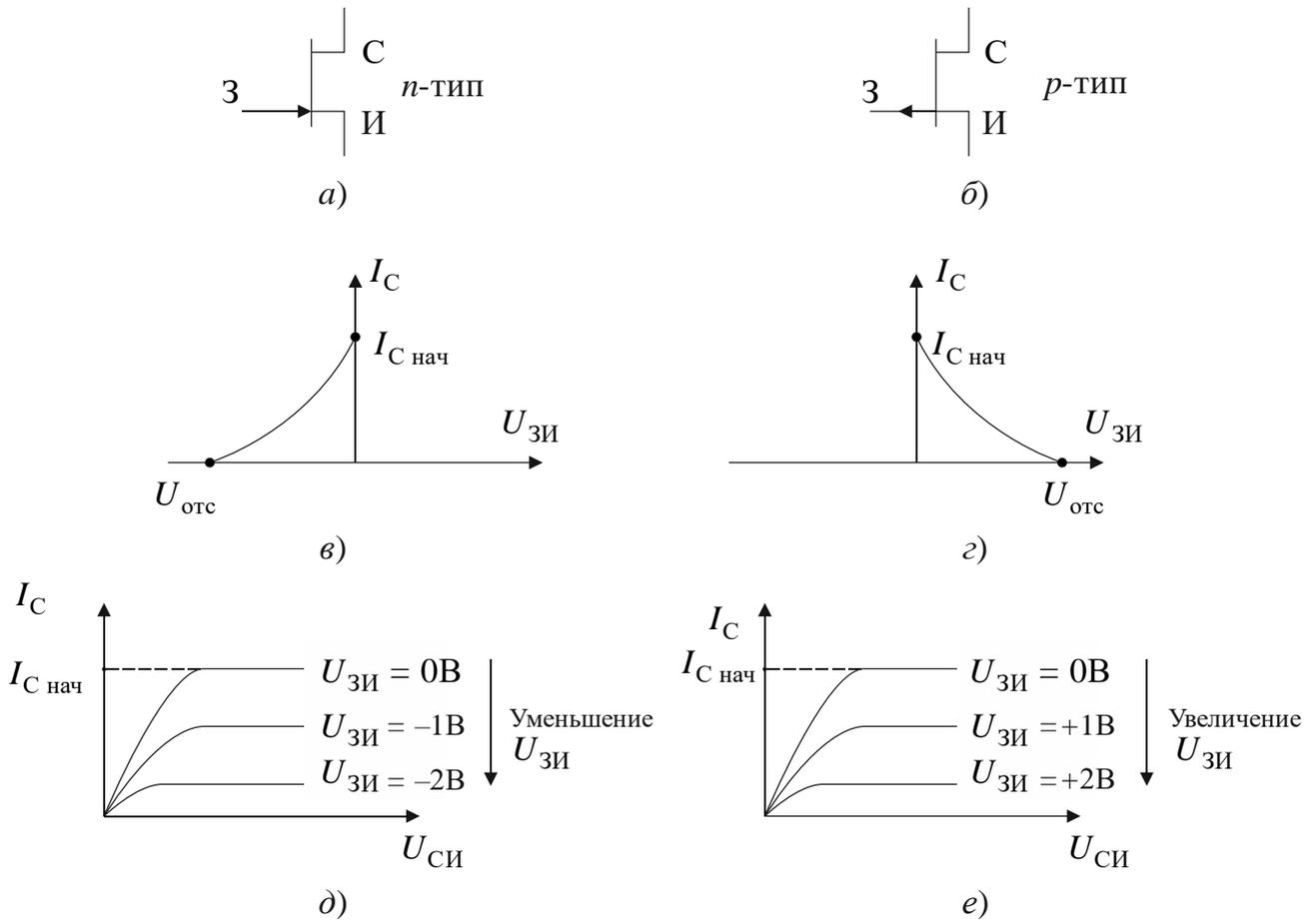


Рис. 3.19 – УГО и характеристики ПТ с управляющим n - p -переходом: условное графическое отображение транзисторов n - и p -типа (а, б); проходная характеристика (в, г); выходная характеристика (д, е)

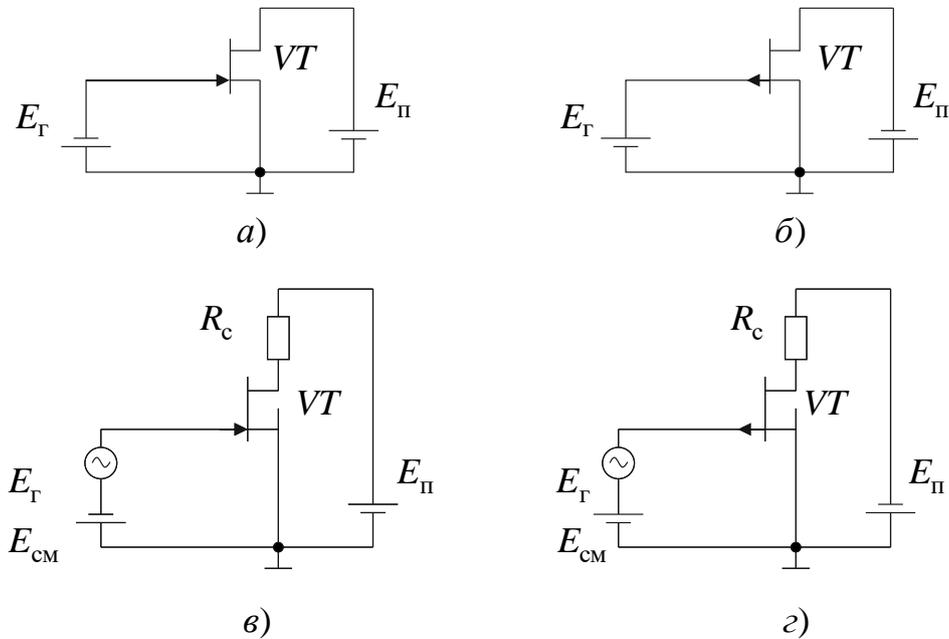


Рис. 3.20 – Схемы ПТ с управляющим p - n -переходом: схемы, поясняющие полярность подключения источников питания во входной и выходной цепи транзистора для обеспечения его работы (а, б); схемы для усиления сигналов низкой частоты (в, г)

Аналогично сформирована информация по ПТ с изолированным затвором (рис. 3.21–3.26).

Для МОП-транзистора с встроенным каналом УГО, а также проходные и выходные характеристики отображены на рисунке 3.21, а схемы – на рисунках 3.22 и 3.23.

Отметим возможность управляющего напряжения затвор – исток принимать значения положительной и отрицательной полярности (рис. 3.21, в, г).

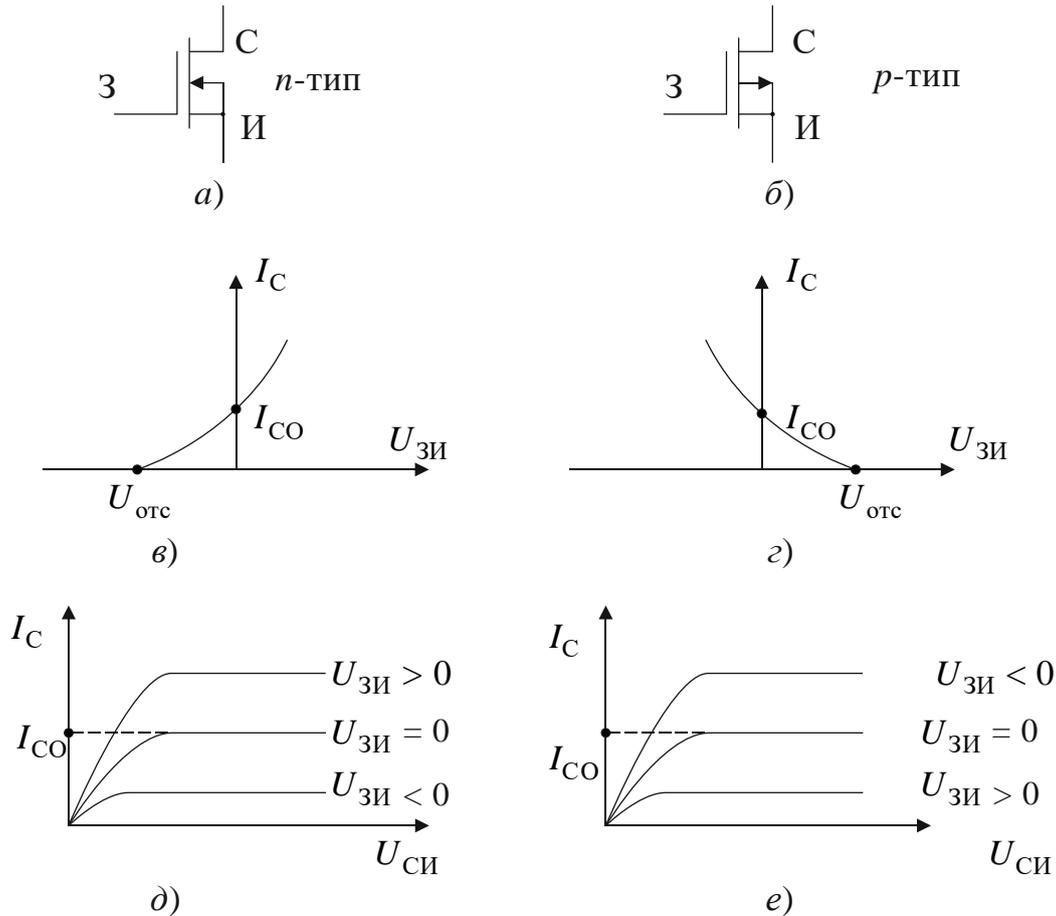


Рис. 3.21 – УГО МОП-транзистора со встроенным каналом (а, б); проходная (передаточная) характеристика (в, г); выходная ВАХ (д, е)

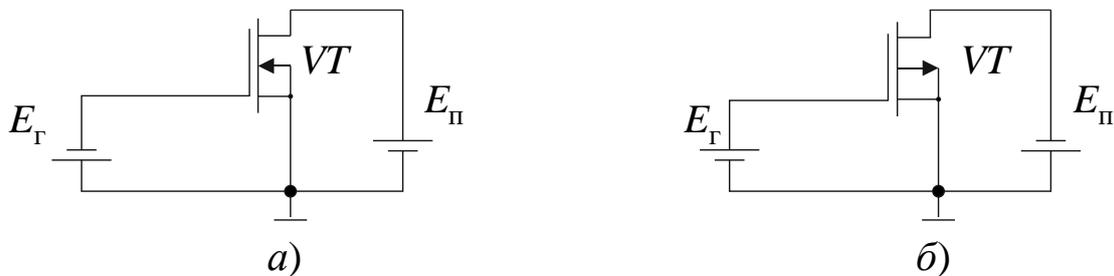


Рис. 3.22 – Схемы МОП-транзистора со встроенным каналом: схемы подключения источников постоянного напряжения во входной (а) и выходной (б) цепи транзистора

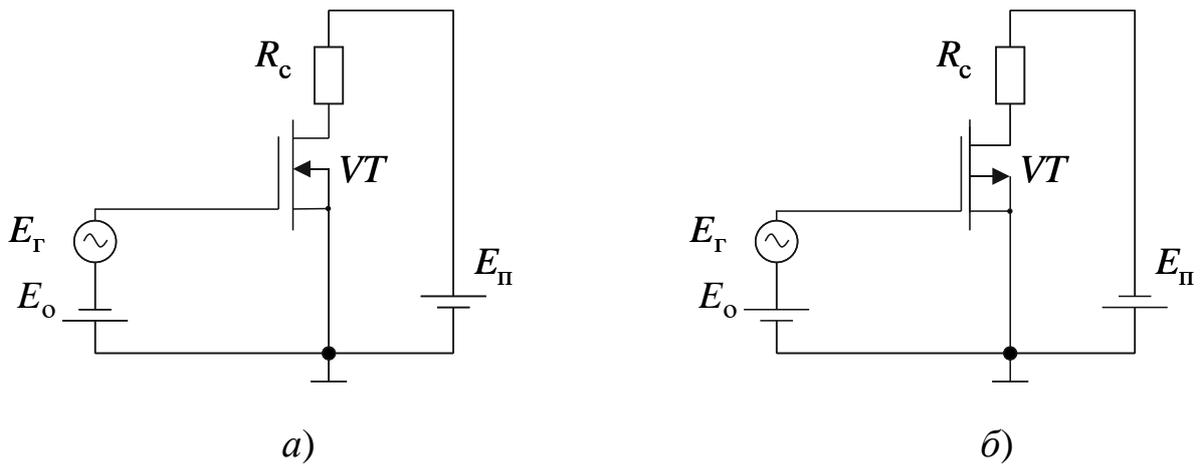


Рис. 3.23 – Схемы МОП-транзистора со встроенным каналом: схемы УНЧ (а, б)

УГО МОП-транзистора с индуцированным каналом, а также проходные и выходные характеристики ПТ приведены на рисунках 3.24, 3.25, а схемы – на рисунке 3.26.

У МОП-транзистора с индуцированным каналом (рис. 3.24, 3.25) отметим напряжение $U_{\text{пор}}$, превысив которое можно включить полупроводниковый прибор. Величина напряжения $U_{\text{пор}}$ полевого транзистора существенно выше, чем у биполярного (0,6 В). Согласование каскадов на различных видах ПТ напрямую зависит от напряжения $U_{\text{пор}}$.

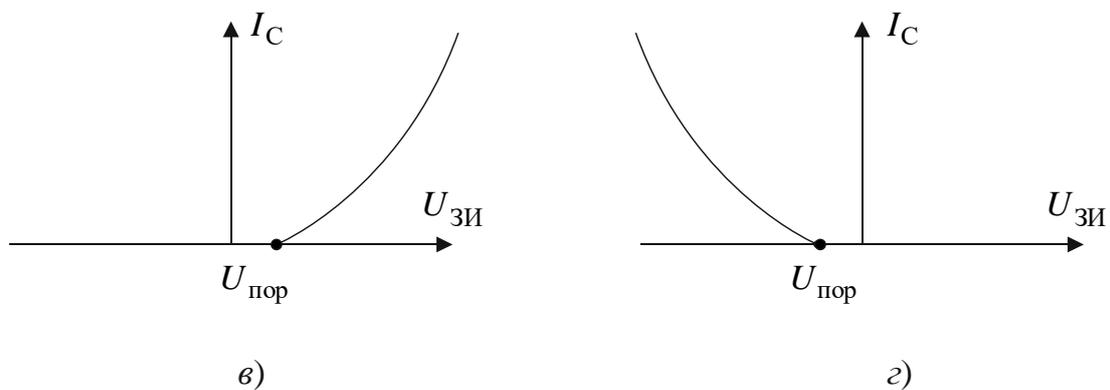


Рис. 3.24 – УГО МОП-транзистора со индуцированным каналом (а, б); проходная (передаточная) характеристика (в, г)

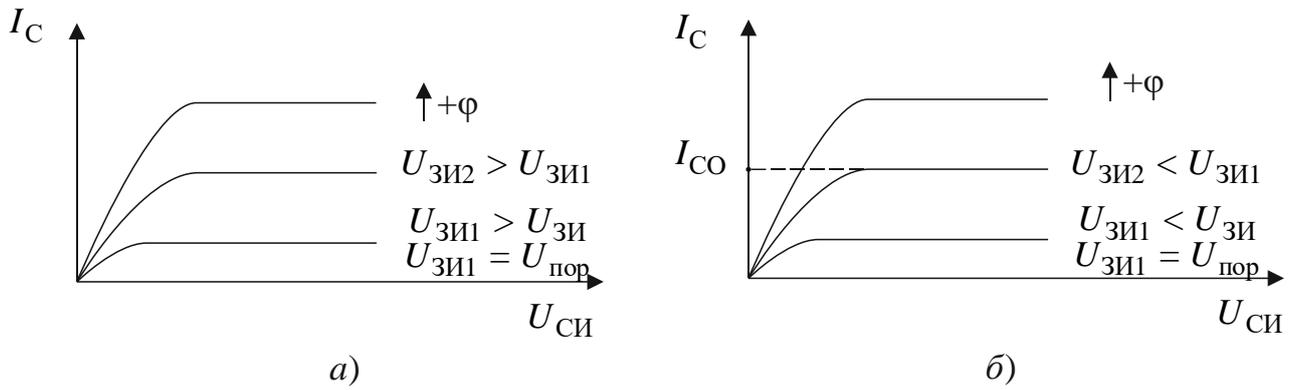


Рис. 3.25 – УГО и характеристики МОП-транзистора с индуцированным каналом: выходная ВАХ (а, б)

Полевые транзисторы с каналом n -типа обладают лучшими частотными и температурными свойствами, меньшими шумами, чем приборы с каналом p -типа. Поэтому при построении усилительных каскадов стремятся использовать полевые транзисторы с каналом n -типа.

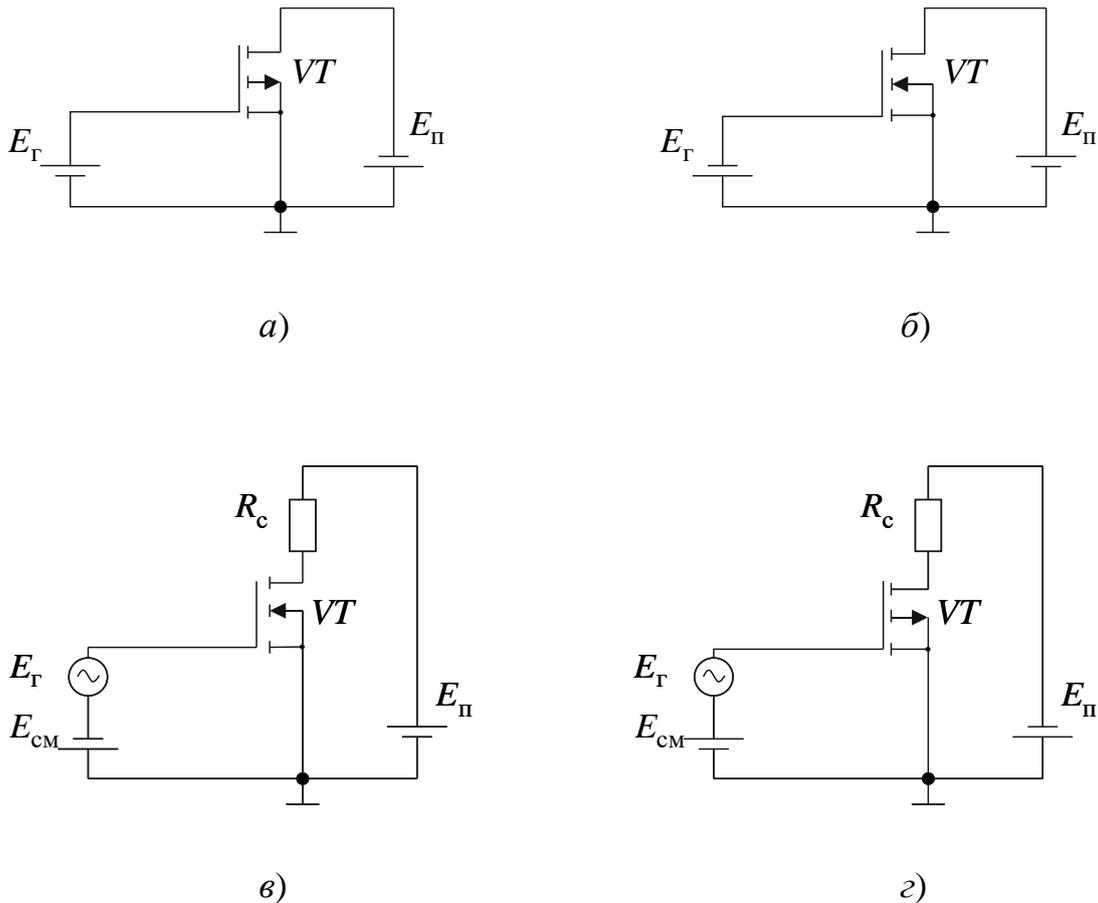


Рис. 3.26 – Схемы МОП-транзистора с индуцированным каналом: схемы подключения источников постоянного напряжения во входной и выходной цепи транзистора (а, б); схемы УНЧ (в, г)

Теоретические и практические наработки в области создания биполярных и полевых транзисторов позволили разработать мощные управляемые ключи для устройств энергетической электроники. К ним относятся мощные источники напряжения и тока, электропривод для двигателей постоянного и переменного тока и др.

Разновидностью управляемых ключей являются мощные полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET – *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*) и биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT – *Insulated-gate Bipolar Transistor*) (рис. 3.27–3.28). УГО MOSFET-транзистора показано на рисунке 3.27. Из рисунка видно, что параллельно транзистору подключен диод. Это не специальное требование, а следствие технологического процесса. На входе MOSFET-транзистора присутствуют большие паразитные емкости. Процесс включения и выключения ключа характеризуется большими емкостными токами. Поэтому производители MOSFET-транзистора разработали и выпускают специальные схемы управления, так называемые драйверы (рис. 3.28).



Рис. 3.27 – УГО n -канального MOSFET-транзистора (а);
УГО p -канального MOSFET-транзистора (б)

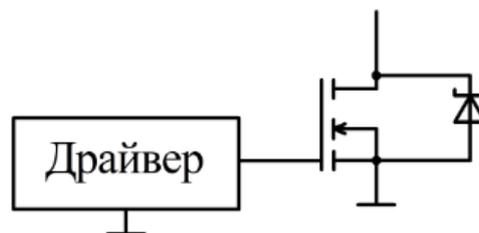


Рис. 3.28 – Схема управления (драйвер) для MOSFET-транзистора

Три вида УГО IGBT-транзистора отображено на рисунке 3.29. Упрощенная структура IGBT-транзистора (рис. 3.30) содержит два параллельно включенных транзистора – полевой на входе и биполярный на выходе. Управление IGBT-транзистором производится также с помощью специальных драйверов.

7. Составьте выражение для выходного дифференциального сопротивления биполярного транзистора.
8. Приведите УГО полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом.
9. Приведите УГО МОП-транзистора со встроенным каналом.
10. Приведите УГО МОП-транзистора с индуцированным каналом.
11. Чем управляется биполярный и полевой транзистор?
12. Как называются выводы у полевого транзистора?
13. Приведите проходную (передаточную) характеристику полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом.
14. Приведите проходную (передаточную) характеристику МОП-транзистора со встроенным каналом.
15. Приведите проходную (передаточную) характеристику МОП-транзистора с индуцированным каналом.
16. Какие параметры связывает входная ВАХ полевого транзистора?
17. Какие параметры связывает выходная ВАХ полевого транзистора?

4 Усилительный каскад с общим эмиттером

4.1 Принцип работы и назначение элементов простейшего каскада УНЧ по схеме с общим эмиттером

Простейшая схема УНЧ на биполярном транзисторе приведена на рисунке 4.1. С помощью резистора в цепи базы эмиттерный переход смещается в прямом направлении, и на нем устанавливается напряжение $U_{ЭБ}$, примерно равное 0,3 В для германиевого и 0,7 В для кремниевого транзистора. В цепи базы протекает ток $I_B = \frac{E - U_{ЭБ}}{R_B}$. Коллекторный переход смещен в обратном направлении. В цепи коллектора протекает значительно больший ток $I_K = \beta I_B$. В цепи эмиттера протекает ток $I_Э = I_K + I_B$, примерно равный току I_K . Эмиттер является общим электродом для входной и выходной цепей, поэтому рассматриваемый каскад выполнен по схеме с *общим эмиттером* (ОЭ).

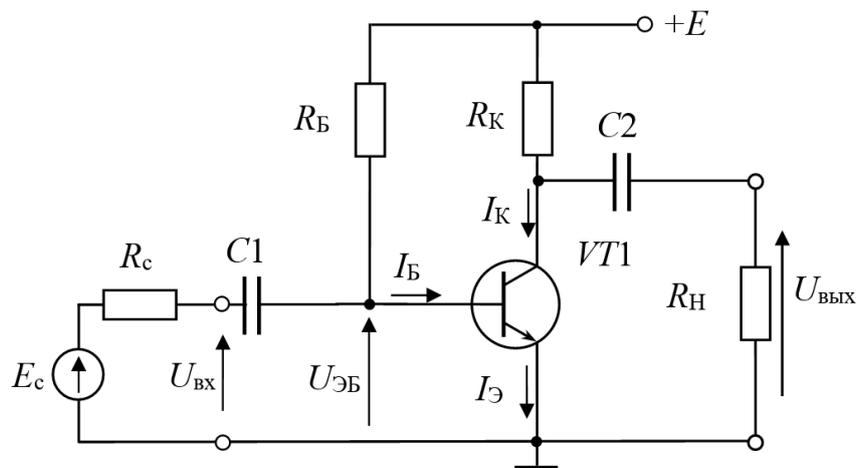


Рис. 4.1 – Схема каскада с общим эмиттером

Резисторы R_B и R_K задают рабочую точку A транзистора по постоянному току (точку покоя). Ее положение не изменяется при подключении источника входного сигнала и нагрузки, т. к. они подключаются через разделительные конденсаторы C_1 и C_2 . Эти конденсаторы не пропускают постоянную составляющую, но имеют очень малое сопротивление на частоте полезного сигнала.

Переменная составляющая входного напряжения $u_{вх}(t)$ подается через разделительный конденсатор C_1 и вызывает изменения тока базы транзистора

VT1 $i_B(t)$, которые можно определить по входной характеристике транзистора (рис. 4.2).

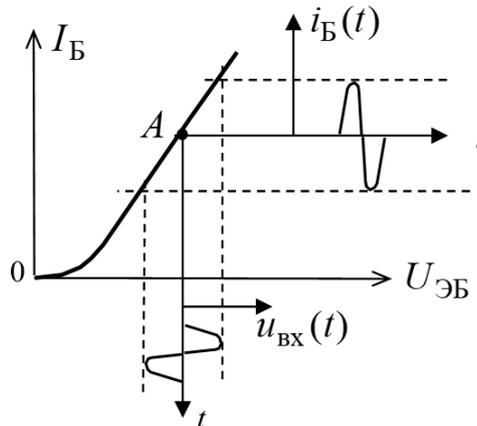


Рис. 4.2 – Рабочая точка на входной характеристике транзистора

Изменение тока базы приводит к пропорциональному изменению тока в коллекторной цепи. Для его преобразования в соответствующие изменения выходного напряжения поставлен резистор R_K .

4.2 Нагрузочные прямые постоянного и переменного тока

На выходных характеристиках транзистора точка покоя A , соответствующая выбранному значению тока базы I_{B0} , лежит на нагрузочной прямой постоянного тока (рис. 4.3). Ее координаты обозначены как I_0 и U_0 . *Нагрузочная прямая постоянного тока* проходит через точку E на оси абсцисс и точку E/R_K на оси ординат в соответствии с уравнением второго закона Кирхгофа для коллекторной цепи:

$$E = U_{кЭ} + R_K I_K. \quad (4.1)$$

Наклон нагрузочной прямой постоянного тока определяется сопротивлением выходной цепи постоянному току $R_{\Sigma} = R_K$. В общем случае оно включает все сопротивления, последовательно подключенные в выходной цепи транзистора к источнику питания.

Через разделительный конденсатор C_2 к коллектору подключена нагрузка R_H , в которую передается часть переменной составляющей коллекторного тока. Другая часть ответвляется в резистор R_K ($i_K(t) = i_H(t) + i_{R_K}(t)$). Следовательно,

для переменной составляющей коллекторного тока резисторы R_K и R_H соединены параллельно. Их параллельное соединение называют сопротивлением выходной цепи переменному току:

$$R_{\sim} = R_K \parallel R_H. \quad (4.2)$$

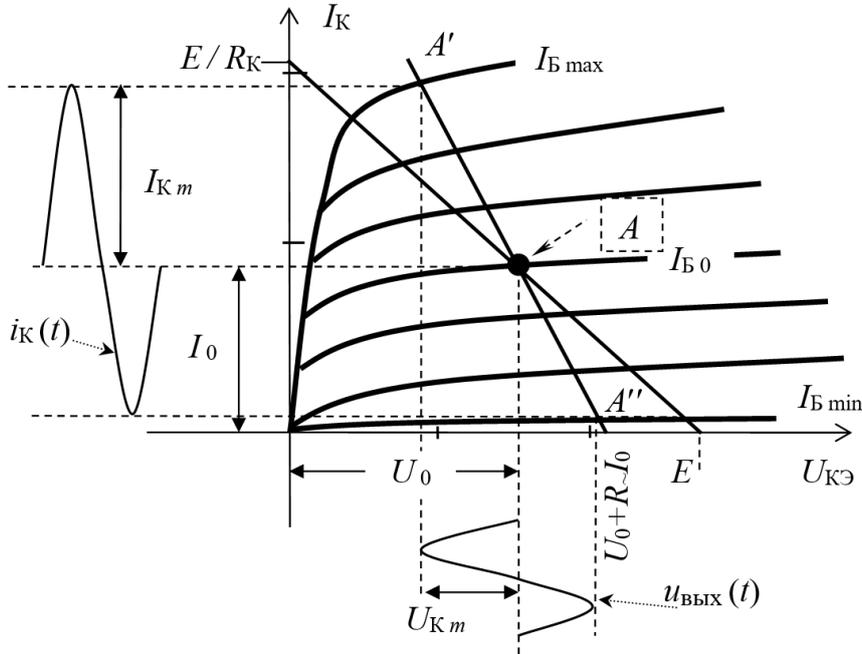


Рис. 4.3 – Нагрузочные прямые постоянного и переменного тока

При передаче сигнала мгновенные значения тока и напряжения в коллекторной цепи транзистора определяются соотношениями:

$$I_K = I_0 + i_K(t), \quad (4.3)$$

$$U_{КЭ} = U_0 + u_{\text{ВЫХ}}(t), \quad (4.4)$$

причем переменные составляющие связаны уравнением

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = -R_{\sim} i_K(t). \quad (4.5)$$

Знак «минус» подчеркивает тот факт, что с ростом коллекторного тока напряжение на транзисторе (вследствие увеличения падения напряжения на резисторе R_K) уменьшается. Также знак «минус» говорит о свойстве каскада с общим эмиттером инвертировать фазу входного сигнала при усилении.

Подставив в уравнение (4.5) значения переменных составляющих коллекторного тока и напряжения из (4.3) и (4.4), получим уравнение *нагрузочной прямой переменного тока*:

$$U_{КЭ} - U_0 = -R_{\sim} (I_K - I_0). \quad (4.6)$$

Она проходит через точку покоя $A(I_0, U_0)$ и точку на оси абсцисс с координатой $U_{КЭ} = U_0 + I_0 R_{\sim}$. По ней совершает колебания рабочая точка под действием сигнала, причем A' и A'' определяют амплитуды переменных составляющих $i_{К}(t)$ и $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ для заданной амплитуды изменения базового тока $i_{Б}(t)$.

Путем рассмотренных графических построений легко определяется коэффициент усиления по напряжению при работе каскада в режиме большого сигнала.

4.3 Анализ каскада в области средних частот

Для режима малого сигнала расчет проводят аналитическим путем с использованием эквивалентных схем. С целью упрощения анализа выделяют на АЧХ области нижних, средних и верхних частот и проводят анализ отдельно для каждой частотной области.

При построении эквивалентной схемы усилительного каскада в *области средних частот* рабочего диапазона закорачиваются источник постоянного напряжения E , конденсаторы C_1 и C_2 , транзистор заменяется его эквивалентной схемой для средних частот (не учитываются емкости переходов и зависимость β от частоты). В схеме на рисунке 4.4 транзистор заменен приближенной схемой замещения с использованием h -параметров для схемы включения с ОЭ, выделенной пунктирной линией.

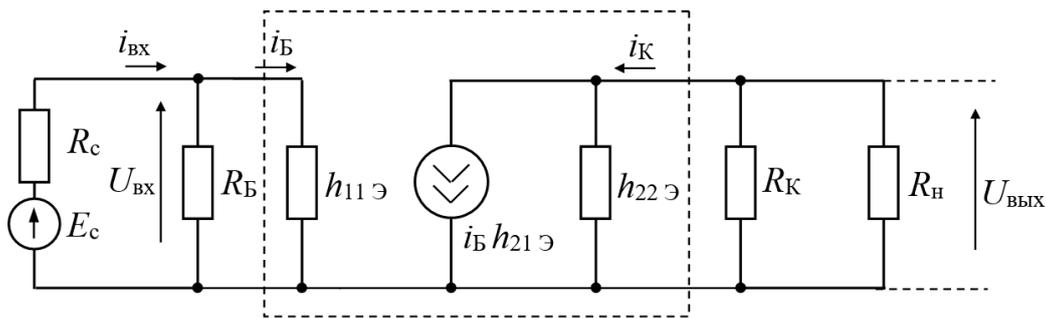


Рис. 4.4 – Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области средних частот

Входное сопротивление каскада (смотрим на входную цепь каскада со стороны источника сигнала):

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{Б}} \parallel h_{11Э} \approx h_{11Э}. \quad (4.7)$$

Выходное сопротивление каскада (смотрим на выходную цепь каскада со стороны нагрузки):

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{К}} \left\| \frac{1}{h_{22\text{Э}}} \right\| \approx R_{\text{К}}. \quad (4.8)$$

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{-h_{21\text{Э}} i_{\text{Б}} R_{\text{ЭКВ}}}{h_{11\text{Э}} i_{\text{Б}}} \approx \frac{-h_{21\text{Э}} R_{\sim}}{h_{11\text{Э}}}, \quad (4.9)$$

где $R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{Н}} \left\| R_{\text{К}} \right\| \frac{1}{h_{22\text{Э}}} \approx R_{\text{Н}} \left\| R_{\text{К}} \right\| = R_{\sim}$.

Знак «минус» говорит о том, что каскад с ОЭ инвертирует фазу входного сигнала.

Коэффициент усиления каскада по току:

$$K_I = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} / R_{\text{Н}}}{U_{\text{ВХ}} / R_{\text{ВХ}}} = \frac{K_U R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Н}}}. \quad (4.10)$$

Сквозной коэффициент усиления:

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_c} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_c + R_{\text{ВХ}}} \cdot K_U. \quad (4.11)$$

Каскад с ОЭ дает усиление и по напряжению, и по току, обеспечивая значительное усиление сигнала по мощности $K_P = K_U \cdot K_I$.

4.4 Анализ каскада в области нижних частот

На *нижних частотах* возрастает сопротивление разделительных конденсаторов C_1 и C_2 (их уже нельзя считать закороченными, как на средних частотах), вследствие чего образуются делители напряжения во входной и выходной цепях усилительного каскада. Уменьшается коэффициент передачи входной цепи, не все сформированное на коллекторе напряжение сигнала доходит до нагрузки. Чем больше емкости разделительных конденсаторов, тем меньше коэффициент частотных искажений на низких частотах, но растут стоимость и габариты конденсаторов. При усилении прямоугольных импульсов от величины емкости разделительных конденсаторов зависит величина спада вершины импульса. Анализ каскада в области нижних частот преследует цель получить расчетные соотношения для выбора емкостей разделительных конденсаторов по допустимой величине коэффициента частотных искажений $M_{\text{Н}}$ на нижней гранич-

ной частоте f_H для усилителей гармонических сигналов или по допустимой величине относительного спада вершины Δ импульса длительностью t_H для усилителей импульсных сигналов.

Оценим влияние разделительного конденсатора C_1 , воспользовавшись эквивалентной схемой входной цепи усилительного каскада для области нижних частот (рис. 4.5).

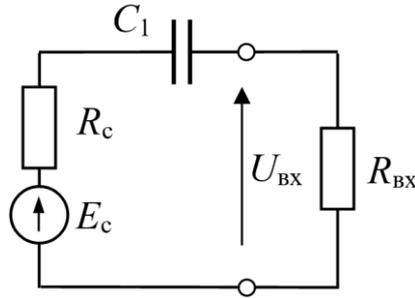


Рис. 4.5 – Эквивалентная схема входной цепи каскада

Полное сопротивление контура:

$$Z(p) = R_c + R_{BX} + \frac{1}{pC_1} = (R_c + R_{BX}) \left(1 + \frac{1}{p\tau_1} \right),$$

где $\tau_1 = C_1(R_c + R_{BX})$ – постоянная времени входной цепи на нижних частотах.

Коэффициент передачи входной цепи каскада:

$$K_{BX}(p) = \frac{U_{BX}(p)}{E_c} = \frac{R_{BX}}{Z(p)} = \frac{K_{BX}}{1 + \frac{1}{p\tau_1}}. \quad (4.12)$$

По операторному выражению (4.12) можно записать соотношения для оценки вносимых конденсатором C_1 частотных и фазовых искажений:

$$M_{C_1}(\omega) = \frac{K_{BX}}{K_{BX}(\omega)} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_1} \right)^2}, \quad (4.13)$$

$$\varphi_1(\omega) = \arg K_{BX}(j\omega) = \arctg \frac{1}{\omega\tau_1}, \quad (4.14)$$

а также построить переходную характеристику входной цепи каскада для области больших времен (рис. 4.6):

$$h(t) \div \frac{K_{BX}(p)}{pK_{BX}} \quad \text{или} \quad h(t) = e^{-t/\tau_1}. \quad (4.15)$$

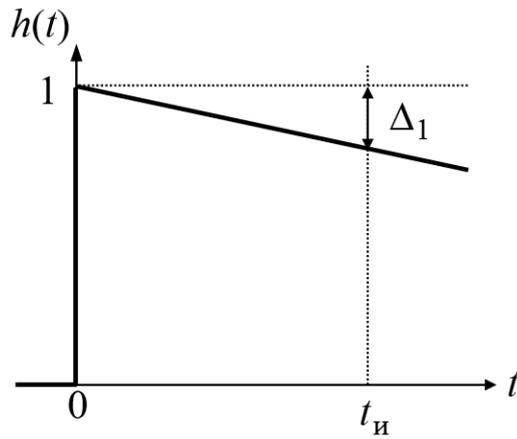


Рис. 4.6 – Переходная характеристика входной цепи каскада

Относительный спад вершины импульса длительностью $t_{и}$ за счет заряда разделительного конденсатора C_1 определяется соотношением:

$$\Delta_1 = 1 - h(t_{и}) = 1 - e^{-\frac{t_{и}}{\tau_1}}. \quad (4.16)$$

Разложив экспоненту в ряд Маклорена и заменяя при $t_{и} \ll \tau_1$ начальный участок экспоненты прямой линией, получим:

$$\Delta_1 = 1 - \left(1 - \frac{t_{и}}{\tau_1} + \frac{t_{и}^2}{2\tau_1^2} - \dots \right) \approx \frac{t_{и}}{\tau_1}. \quad (4.17)$$

По допустимой величине частотных искажений M_{C_1} на нижней рабочей частоте $f_{н}$ емкость конденсатора C_1 может быть выбрана из соотношения (4.13):

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_{н} (R_c + R_{вх}) \sqrt{M_{C_1}^2 - 1}}. \quad (4.18)$$

Значение M_{C_1} в выражение (4.18) надо подставлять в относительных единицах (не в децибелах). После расчета емкость конденсатора округляется до ближайшего стандартного номинала в большую сторону.

При расчете линейных импульсных усилителей емкость разделительного конденсатора C_1 выбирают по допустимой величине относительного спада вершины импульса из соотношения (4.17):

$$C_1 \geq \frac{t_{и}}{\Delta_1 (R_c + R_{вх})}. \quad (4.19)$$

Заметим, что наличие конденсатора C_1 добавило в знаменатель передаточной функции множитель $\left(1 + \frac{1}{p\tau_1}\right)$.

По аналогии с этим анализ эквивалентной схемы выходной цепи каскада для области нижних частот (рис. 4.7) позволяет получить передаточную функцию коэффициента усиления по напряжению в виде:

$$K_H(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{p\tau_2}}, \quad (4.20)$$

где $\tau_2 = C_2(R_H + R_{\text{ВЫХ}})$ – постоянная времени выходной цепи каскада на нижних частотах.

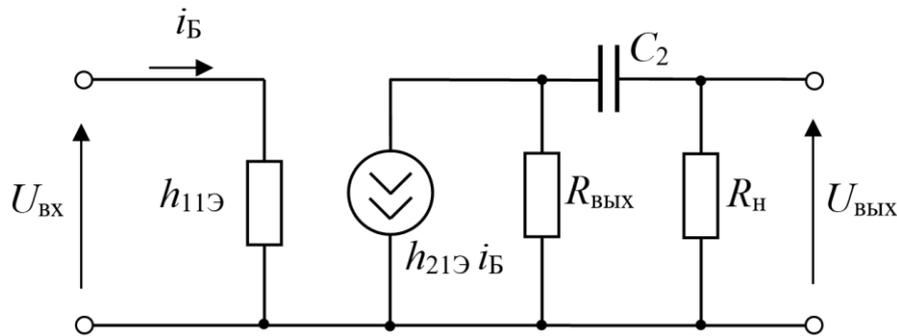


Рис. 4.7 – Эквивалентная схема выходной цепи каскада для диапазона нижних частот

Подобно соотношениям (4.18) и (4.19), можно записать выражения для расчета емкости разделительного конденсатора C_2 по допустимой величине частотных искажений M_{C_2} на нижней частоте f_H или по допустимому спаду импульса длительностью t_H :

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_{\text{ВЫХ}} + R_H) \sqrt{M_{C_2}^2 - 1}} = \frac{t_H}{\Delta_2 (R_{\text{ВЫХ}} + R_H)}. \quad (4.21)$$

4.5 Анализ каскада в области верхних частот

В области верхних частот учитывают влияние емкости коллекторного перехода C_K и инерционность процесса рекомбинации неосновных носителей, отражаемую комплексным коэффициентом передачи тока базы:

$$\dot{h}_{21Э} = \frac{\beta}{1 + j\omega\tau_\beta}.$$

Анализ эквивалентной схемы каскада для области верхних частот (см. рис. 4.8) приводит в первом приближении к передаточной функции коэффициента усиления по напряжению в виде:

$$K_B(p) = \frac{K_0}{1 + p\tau_B}, \quad (4.22)$$

где $\tau_B = \tau_\beta + [C_H + C_K(1 + h_{21Э})]R_{\sim}$ – постоянная времени каскада в области верхних частот (первое слагаемое учитывает инерционность переноса носителей заряда в транзисторе, второе – влияние емкостей коллекторного перехода и нагрузки).

Рассчитав постоянную времени τ_B , можно оценить частотные и фазовые искажения на верхних частотах (в том числе и на верхней граничной частоте $\omega_B = 2\pi f_B$), а также время нарастания фронта импульса на выходе каскада по формулам:

$$M_B(\omega) = \sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}, \quad \varphi_B(\omega) = -\arctg \omega\tau_B, \quad t_\Phi = 2,2\tau_B. \quad (4.23)$$

4.6 Результирующие характеристики каскада

Объединяя результаты анализа в различных диапазонах частот, можно записать выражение для передаточной функции сквозного коэффициента усиления в виде:

$$K_e(p) = K_{BX}(p)K_U(p) = \frac{K_{BX}K_0}{\left(1 + \frac{1}{p\tau_1}\right)\left(1 + \frac{1}{p\tau_2}\right)(1 + p\tau_B)}. \quad (4.24)$$

Амплитудно-частотная характеристика $K_e(\omega)$ определится выражением

$$K_e(\omega) = \frac{K_e}{M_{C_1}(\omega) \cdot M_{C_2}(\omega) \cdot M_B(\omega)}, \quad (4.25)$$

где $M_{C_1}(\omega) = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_1}\right)^2}$; $M_{C_2}(\omega) = \frac{K_{BX}}{K_{BX}(\omega)} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_2}\right)^2}$; $M_B(\omega) = \sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}$.

Фазочастотная характеристика каскада

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{1}{\omega\tau_1} + \arctg \frac{1}{\omega\tau_2} - \arctg \omega\tau_B. \quad (4.26)$$

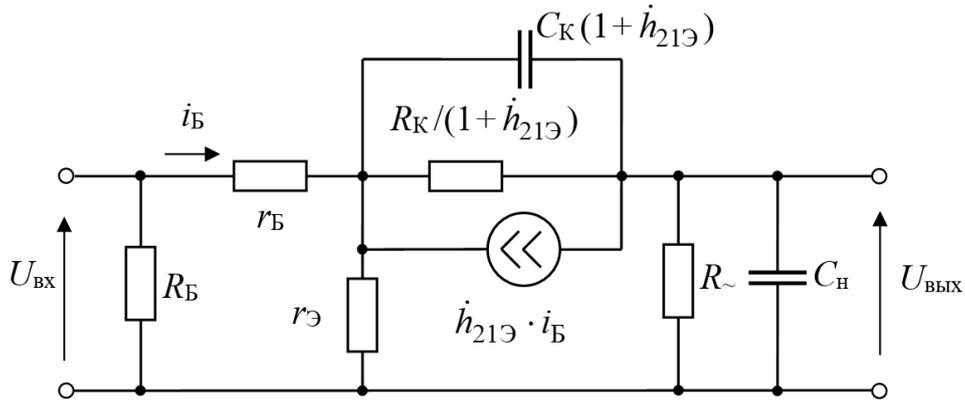


Рис. 4.8 – Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области верхних частот

Характерные искажения прямоугольного импульса длительностью $t_{и}$ при его усилении каскадом с ОЭ показаны на рисунке 4.9.

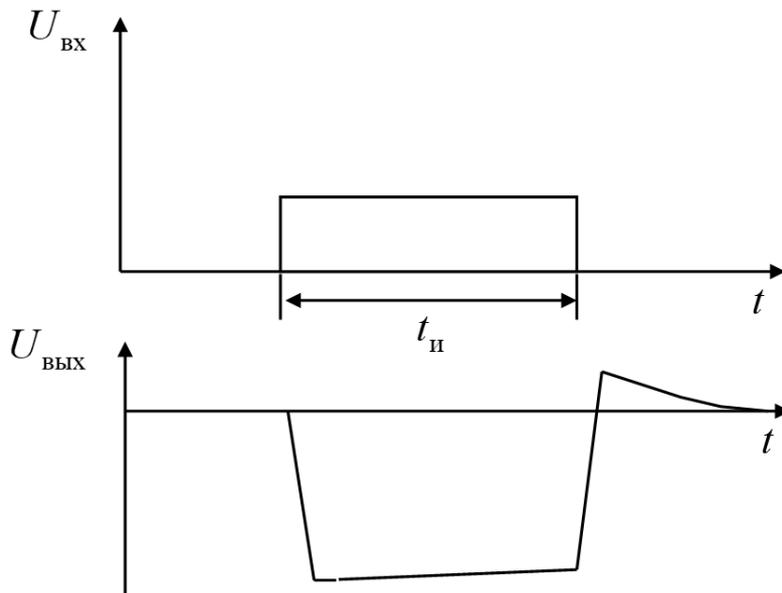


Рис. 4.9 – Искажения импульсного сигнала каскадом с ОЭ

Время нарастания фронта импульса определяется соотношением

$$t_{\phi} = 2,2\tau_{в}, \quad (4.27)$$

а относительный спад вершины импульса:

$$\Delta = \frac{t_{и}}{\tau_1} + \frac{t_{и}}{\tau_2}. \quad (4.28)$$

Существенным недостатком биполярных транзисторов является зависимость их параметров от температуры. При повышении температуры происходит смещение точки покоя A вверх по нагрузочной прямой постоянного тока

(см. рис. 4.3). В последующих главах изложены пути температурной стабилизации режима работы транзистора, для чего используется ООС по постоянному току. Затем рассмотрены особенности расчета координат рабочей точки каскада с ОЭ при его работе в режиме большого сигнала и приведен пример расчета такого усилительного каскада. Далее анализируются примеры построения усилительных каскадов по схемам с ОБ и ОК, комбинированные каскады и усилители с корректирующими цепями.

Раздельный анализ для области средних, нижних и верхних частот с привлечением соответствующих эквивалентных схем применяется при изучении всех последующих усилительных каскадов.

Широко используются в дальнейшем и такие понятия, как рабочая точка в режиме покоя, сопротивление выходной цепи каскада постоянному и переменному току, нагрузочные прямые постоянного и переменного тока.

Верхняя граничная частота усилительного каскада независимо от схемы включения транзистора зависит от частотных свойств транзистора и емкости нагрузки.



..... Контрольные вопросы по главе 4

1. Нарисуйте форму сигнала входного генератора и в нагрузке усилительного каскада с общим эмиттером (рис. 4.1). Сделайте вывод о нахождении этих сигналов в фазе или противофазе.
2. Поясните назначение резисторов в схеме на рисунке 4.1.
3. Укажите назначение конденсаторов в схеме на рисунке 4.1.
4. Составьте схему замещения по постоянному току для усилительного каскада (рис. 4.1).
5. Представьте уравнение Кирхгофа для входной цепи в схеме замещения на постоянном токе.
6. Отобразите уравнение Кирхгофа для выходной цепи в схеме замещения на постоянном токе.
7. Сформируйте уравнение нагрузочной прямой по постоянному току.
8. Через какие точки проходит нагрузочная прямая по постоянному току?
9. Через какие точки проходит нагрузочная прямая по переменному току?

5 Температурная стабилизация режима работы биполярного транзистора

5.1 Цепи смещения с фиксированным током базы и фиксированным током эмиттера

Цепи, задающие режим работы транзистора по постоянному току, более коротко называют цепями смещения. В усилительном режиме эмиттерный переход биполярного транзистора необходимо сместить в прямом, а коллекторный переход – в обратном направлении. В рассмотренной нами схеме усилительного каскада с ОЭ рабочую точку задает цепь смещения с фиксированным током базы. Действительно (см. рис. 4.1),

$$I_B = \frac{E - U_{ЭБ}}{R_B} \approx \text{const.}$$

При питании от двух источников, как это сделано для каскада по схеме с общей базой (ОБ), показанного на рисунке 5.1, фиксируется эмиттерный ток $I_Э = \frac{E_Э - U_{ЭБ}}{R_Э} \approx \text{const.}$ Он почти полностью повторяется в коллекторной цепи ($I_0 \approx I_Э$) и задает напряжение на коллекторном переходе $U_{КБ} = E - I_0 R_К = U_0$.

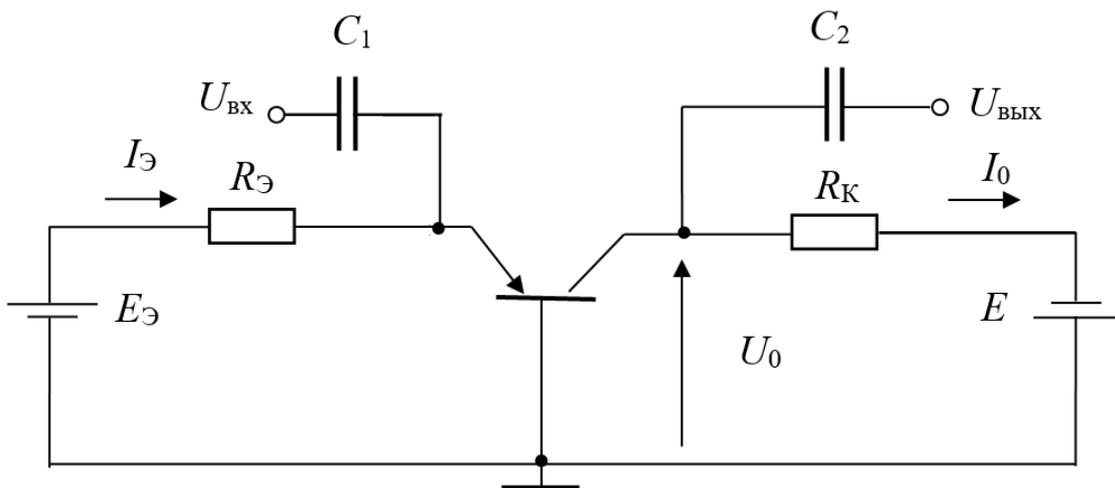


Рис. 5.1 – Каскад с ОБ при питании от двух источников
постоянного напряжения

Как будет показано ниже, схема с фиксированным током эмиттера отличается хорошей температурной стабильностью режима работы, в то время как в

схеме с фиксированным током базы рабочая точка смещается вверх по нагрузочной прямой постоянного тока с ростом температуры и возможен выход ее за пределы линейного участка в область насыщения. Поэтому при проектировании усилительных каскадов на биполярных транзисторах необходимо оценивать температурную нестабильность тока в рабочей точке и принимать меры, обеспечивающие необходимую стабильность ее координат.

Увеличение температуры приводит к смещению входных характеристик транзистора влево на величину $\Delta U_T \approx 2\Delta T$ мВ, а выходных характеристик – вверх на величину $\Delta I_T \approx \Delta I_{K0} + \Delta\alpha \cdot I_{\text{Э}}$, где ΔT – диапазон изменения температуры в градусах (рис. 5.2).

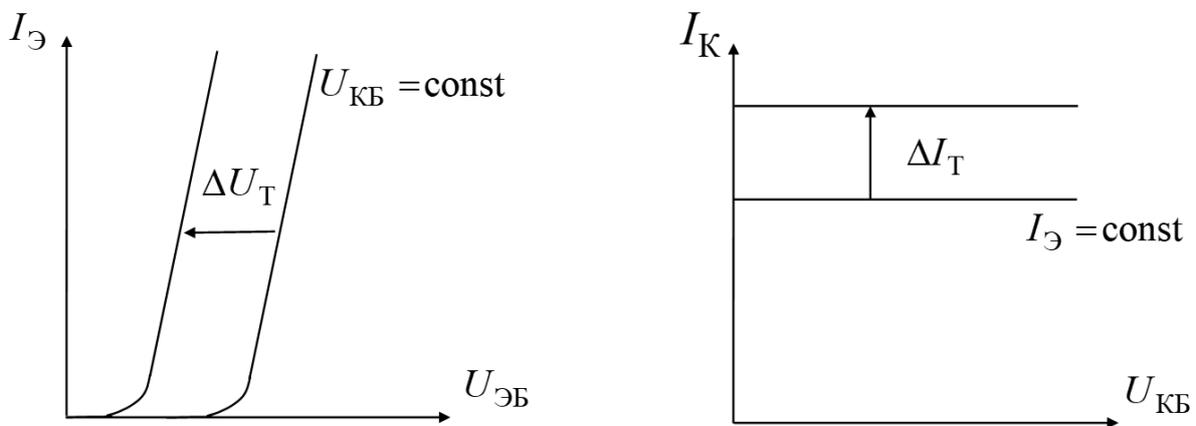


Рис. 5.2 – Температурное смещение характеристик транзистора

Температурное изменение обратного тока коллектора ΔI_{K0} для кремниевого транзистора можно не учитывать ввиду его малости. Для германиевых транзисторов обратный ток коллекторного перехода удваивается при нагревании на каждые 10°C .

Температурное изменение коэффициента передачи тока эмиттера $\Delta\alpha$ можно ориентировочно оценить по формуле $\Delta\alpha = 5 \cdot 10^{-4} \cdot \Delta T$, а ток эмиттера принять равным I_0 .

Коллекторный ток транзисторного усилительного каскада изменяется за счет температурного смещения входных и выходных характеристик, т. е. $I_K = f(\Delta I_T, \Delta U_T)$. Приращение коллекторного тока при изменении температуры найдем как полный дифференциал функции двух переменных:

$$dI_K = \frac{\partial I_K}{\partial I_T} dI_T + \frac{\partial I_K}{\partial U_T} dU_T \quad \text{или} \quad \Delta I_K = S' \Delta I_T + S'' \Delta U_T. \quad (5.1)$$

Коэффициенты S' и S'' зависят от конкретной схемы смещения транзистора, причем наибольшее влияние оказывает коэффициент температурной нестабильности:

$$S' = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_T} \right|_{\Delta U_T=0}. \quad (5.2)$$

Учитывая, что ток коллектора $I_K = \alpha I_{\mathcal{E}} + I_{K0}$, можно определить его температурное приращение в виде:

$$\Delta I_K = I_{\mathcal{E}} \Delta \alpha + \alpha \Delta I_{\mathcal{E}} + \Delta I_{K0} = \Delta I_T + \alpha \Delta I_{\mathcal{E}}. \quad (5.3)$$

В схеме на рисунке 5.1 эмиттерный ток постоянен. Подставляя в выражение (5.3) $\Delta I_{\mathcal{E}} = 0$, получаем $\Delta I_K = \Delta I_T$, т. е. коэффициент температурной нестабильности $S' = 1$. В схеме на рисунке 4.1 постоянен базовый ток. Поэтому $\Delta I_B = 0$,

$$\Delta I_{\mathcal{E}} = \Delta I_K, \quad \Delta I_K = \Delta I_T + \alpha \Delta I_K, \quad \text{т. е. } S' = \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \beta.$$

Это означает, что на одном и том же транзисторе в одинаковом режиме нестабильность тока коллектора для схемы с фиксированным током базы (см. рис. 4.1) будет примерно в β раз больше, чем для схемы с фиксированным током эмиттера (см. рис. 5.1).

5.2 Цепь смещения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки транзистора

Для повышения температурной стабильности рабочей точки при питании от одного источника в схеме на рисунке 5.3, а введена ООС по постоянному току за счет резистора $R_{\mathcal{E}}$. Потенциал базы зафиксирован с помощью делителя R_1, R_2 . Рост тока коллектора при увеличении температуры ведет к увеличению падения напряжения на резисторе $R_{\mathcal{E}}$ и уменьшению напряжения на эмиттерном переходе транзистора, компенсируя первоначальную нестабильность.

Преобразуем схему по теореме об эквивалентном генераторе к виду, показанному на рисунке 5.3, б, где $R_B = R_1 \parallel R_2$, $E_B = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$.

Ток базы можно записать в виде соотношения:

$$I_B = \frac{E_B - U_{\mathcal{E}B} - R_{\mathcal{E}}(I_K + I_B)}{R_B},$$

которое после преобразований приводится к виду:

$$I_B = \frac{E_B - U_{ЭБ} - R_Э I_K}{R_Э + R_B}.$$

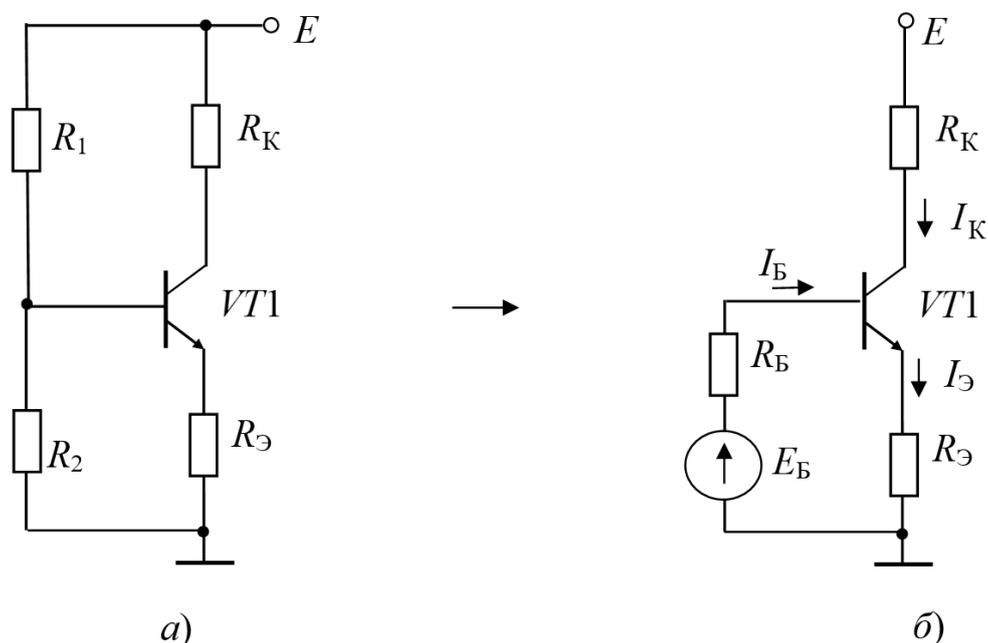


Рис. 5.3 – Цепь смещения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки транзистора: схема, поясняющая введение ООС по постоянному току за счет резистора $R_Э$ (а); схема, преобразованная по теореме об эквивалентном генераторе (б)

Соотношение, связывающее приращения токов базы и коллектора:

$$\Delta I_B = -\frac{R_Э \Delta I_K}{R_Э + R_B}. \quad (5.4)$$

Температурное изменение тока коллектора транзистора с учетом соотношений (5.3) и (5.4) можно записать в виде:

$$\Delta I_K = \Delta I_T + \alpha \Delta I_Э = \Delta I_T + \alpha (\Delta I_K + \Delta I_B) = \Delta I_T + \alpha \left(\Delta I_K - \frac{R_Э \Delta I_K}{R_Э + R_B} \right).$$

Отсюда можно получить выражение для оценки коэффициента температурной нестабильности:

$$S' = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_T} = \frac{(1 + \beta)(R_B + R_Э)}{(1 + \beta)R_Э + R_B}. \quad (5.5)$$

Ток делителя обычно выбирают на порядок больше, чем ток базы транзистора, а падение напряжения на $R_Э$ задают порядка $(0,2 \div 0,3)E$. При этом удастся реализовать $S' = 2 \div 4$.

5.3 Цепь смещения с комбинированной отрицательной обратной связью по постоянному току

В схеме, приведенной на рисунке 5.4, используется как ООС по току за счет резистора $R_{Э}$, так и ООС по напряжению за счет резистора $R_{Ф}$. При увеличении коллекторного тока с ростом температуры окружающей среды увеличивается падение напряжения на $R_{Ф}$ и $R_{Э}$. Уменьшается потенциал базы, что ведет к подзапиранию транзистора, компенсирующему первоначальный рост тока коллектора.

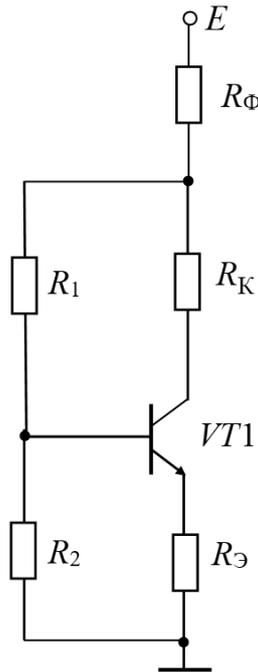


Рис. 5.4 – Цепь смещения с комбинированной ООС по постоянному току

Температурную нестабильность коллекторного тока в рабочей точке можно рассчитать по формуле:

$$\Delta I_{К} = S' \left(\Delta I_{Т} + \frac{\alpha \Delta U_{Т}}{R_{Э} + R_{Б}} \right), \quad (5.6)$$

где $R_{Б} = (R_1 + R_{Ф}) \parallel R_2$; $S' = \frac{R_{Э} + R_{Б}}{R_{Э} + R_{Б} \left(1 - \frac{\alpha R_1}{R_{Ф} + R_1} \right)}$.

Здесь учтено и температурное смещение входных характеристик транзистора $\Delta U_{Т}$. Полагая в соотношениях (5.6) $R_{Ф} = 0$, получим уточненные выражения для расчета температурной нестабильности схемы с эмиттерной стабилизацией рабочей точки.

Рассмотренные цепи смещения могут быть применены в усилительных каскадах на транзисторах по схемам с ОЭ, ОБ и ОК.



.....
Контрольные вопросы по главе 5
.....

1. Как влияет температура на смещение входных характеристик транзистора?
2. Как влияет температура на смещение выходных характеристик транзистора?
3. Какой элемент обеспечивает температурную стабилизацию рабочей точки транзистора в схеме на рисунке 5.3?
4. Составьте выражение для коэффициента температурной неустойчивости.
5. Какие элементы обеспечивают комбинированную ООС по постоянному току в схеме на рисунке 5.4?

6 Каскад с общим эмиттером при работе в режиме большого сигнала

6.1 Выбор режима работы транзистора

На рисунке 6.1 приведена схема каскада с ОЭ, в котором использована цепь эмиттерной стабилизации рабочей точки транзистора. Применена емкостная связь с источником сигнала и нагрузкой через разделительные конденсаторы C_1 и C_2 . Для устранения отрицательной обратной связи по переменному току резистор $R_Э$ зашунтирован блокировочным конденсатором $C_Э$. Таким образом, по переменной составляющей эмиттер транзистора заземлен.

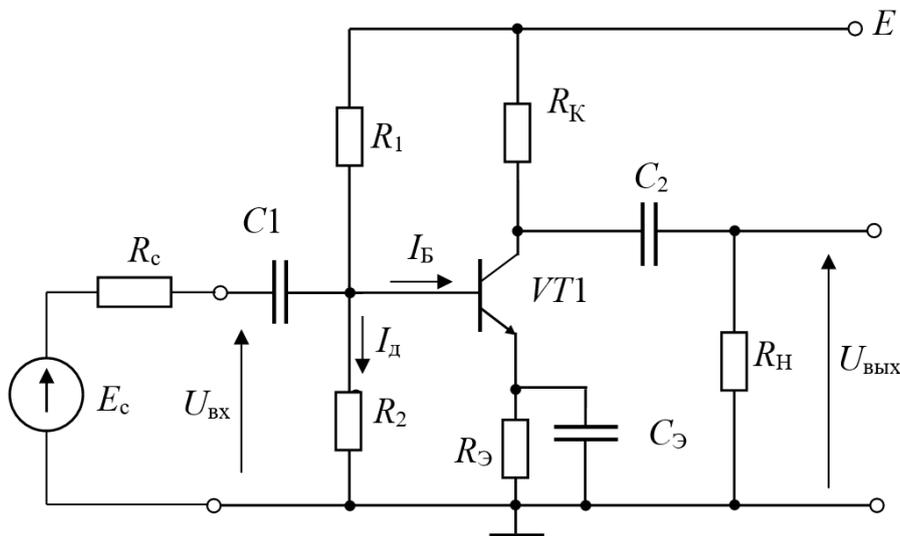


Рис. 6.1 – Усилительный каскад с ОЭ

Сопротивления выходной цепи постоянному и переменному току определяются соотношениями:

$$R_{\sim} = R_K + R_{Э},$$

$$R_{\sim} = R_K \parallel R_H.$$

Резисторы базового делителя уменьшают входное сопротивление каскада до значения

$$R_{\text{вх}} = R_B \parallel h_{11Э}, \quad (6.1)$$

где $R_B = R_1 \parallel R_2$.

В рабочем диапазоне частот коэффициент усиления каскада по напряжению определяется выражением (4.9):

$$K_0 = \frac{-h_{21Э} R_{\sim}}{h_{11Э}}.$$

Введение резистора $R_Э$ при отсутствии конденсатора $C_Э$ изменяет работу усилительного каскада не только в режиме покоя, но и при наличии входного сигнала. Переменная составляющая эмиттерного тока создает на резисторе $R_Э$ падение напряжения $U_Э = R_Э i_Э$, которое уменьшает усиливаемое напряжение, подводимое к транзистору $u_{БЭ} = U_{вх} - R_Э i_Э$. В каскаде действует последовательная отрицательная обратная связь по току. Входное сопротивление со стороны базы транзистора с величины $h_{11Э} = r_Б + r_Э(1 + h_{21Э})$ возрастает до значения $r_Б + (R_Э + r_Э)(1 + h_{21Э})$, т. к. последовательно с сопротивлением эмиттерного перехода $r_Э$ включено внешнее сопротивление $R_Э$.

Коэффициент усиления по напряжению снижается до величины

$$K_{ОС} = \frac{-h_{21Э} R_{\sim}}{h_{11Э} + R_Э(1 + h_{21Э})}. \quad (6.2)$$

Для устранения ООС по переменному току $R_Э$ шунтируют конденсатором $C_Э$. На нижних частотах конденсатор $C_Э$ вносит дополнительные искажения

$$M_Э = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_Э}\right)^2}, \quad (6.3)$$

где $\tau_Э = C_Э(R_{\text{вых } Э} \parallel R_Э)$; $R_{\text{вых } Э} = \frac{h_{11Э} + R_с \parallel R_Б}{1 + \beta}$.

Выбор положения рабочей точки транзистора прежде всего ограничен условиями (предполагается работа в режиме класса А):

$$\begin{aligned} I_{\min} &< I_0 < I_{К \text{ доп}}; \\ U_{\min} &< U_0 < U_{КЭ \text{ доп}}; \\ P_К &= U_0 I_0 < P_{К \text{ доп}}, \end{aligned}$$

где $I_{К \text{ доп}}$, $U_{КЭ \text{ доп}}$ и $P_{К \text{ доп}}$ – предельно допустимые для данного транзистора значения тока коллектора, коллекторного напряжения и мощности рассеяния на коллекторном переходе.

Графическое представление этих неравенств выделяет рабочую область на выходных характеристиках транзистора (рис. 6.2).

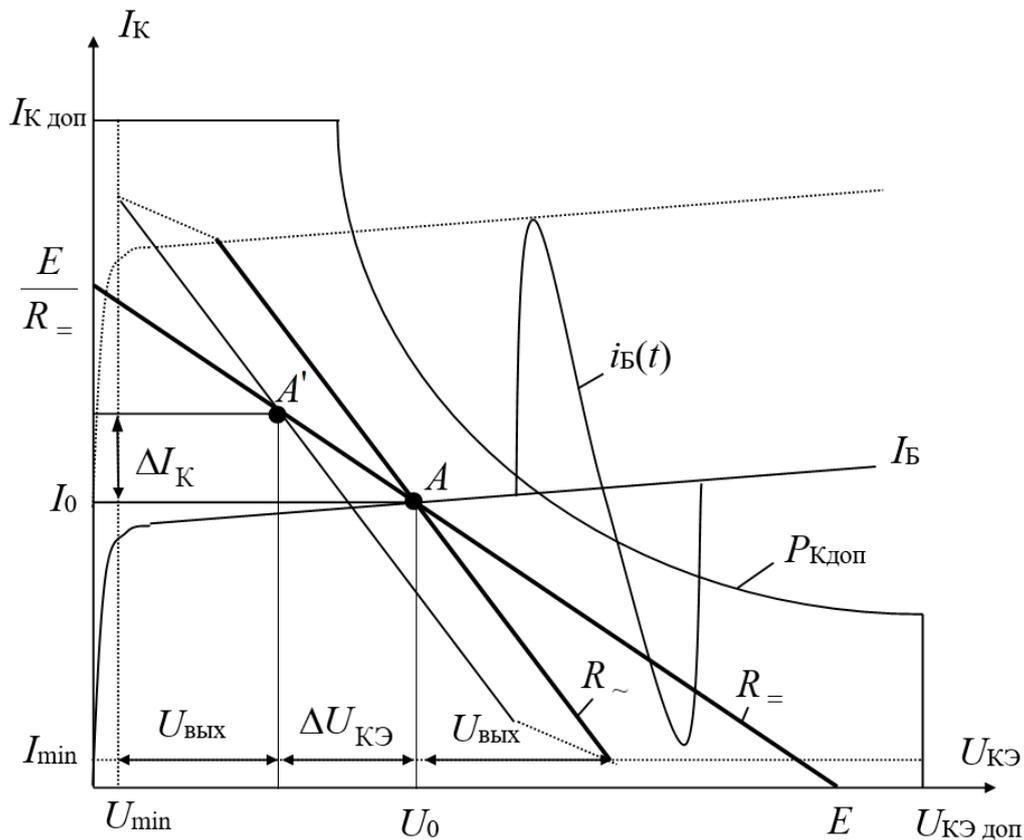


Рис. 6.2 – Графическое представление работы каскада с ОЭ в режиме большого сигнала

Рабочая точка должна лежать на нагрузочной прямой постоянного тока, которая проводится через точку $U_{КЭ} = E$ на оси абсцисс и точку $I_{К} = E / R$ на оси ординат.

Только по этой прямой может изменяться положение рабочей точки A при изменении температуры или смене транзистора. Положение рабочей точки должно обеспечить получение на нагрузке без ограничений требуемых амплитуд напряжения и тока. Амплитуда переменной составляющей сигнала на нагрузке определяется по нагрузочной прямой переменного тока, которая проводится через рабочую точку в соответствии с сопротивлением выходной цепи переменному току, т. е. пересекает ось абсцисс при $U_{КЭ} = U_0 + I_0 R_{\sim}$.

Очевидно, что требуемая амплитуда выходного сигнала $U_{\text{ВЫХ}}$ должна обеспечиваться без искажений и при наивысшей температуре окружающей среды, когда рабочая точка переместится в положение A' , характеризуемое смещением координат $\Delta I_{К}$ и $\Delta U_{КЭ}$ относительно исходного положения A при наименьшей температуре окружающей среды.

Непосредственно из построений, приведенных на рисунке 6.2, следуют соотношения для выбора рабочей точки в режиме большого сигнала:

$$U_0 = U_{\min} + U_{\text{ВЫХ}} + \Delta U_{\text{КЭ}}, \quad (6.4)$$

$$I_0 = I_{\min} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\sim}} = I_{\min} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{К}}} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{Н}}}. \quad (6.5)$$

Значениями U_{\min} и I_{\min} обычно задаются до начала расчета (например, $U_{\min} = 0,5$ В для германиевых и $U_{\min} = 1$ В для кремниевых транзисторов, а $I_{\min} = (0,5 - 1)$ мА). Задаются также допустимым смещением рабочей точки $\Delta U_{\text{КЭ}}$ и допустимым падением напряжения на эмиттерном сопротивлении $U_{\text{Э}} = (0,1 - 0,2)E$.

Уравнение нагрузочной прямой постоянного тока:

$$E = U_{\text{Э}} + U_0 + I_0 R_{\text{К}}. \quad (6.6)$$

Подставляя в уравнение (6.6) значение тока I_0 из (6.5), получим расчетное выражение для определения сопротивления резистора $R_{\text{К}}$:

$$R_{\text{К}} = \frac{E - U_{\text{Э}} - U_0 - U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\min} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{Н}}}}. \quad (6.7)$$

Таким образом, расчет координат рабочей точки A , обеспечивающей получение двухполярного выходного сигнала амплитудой $U_{\text{ВЫХ}}$ при допустимой величине температурного смещения $\Delta U_{\text{КЭ}}$, можно провести в следующей последовательности:

- 1) определяют U_0 по уравнению (6.4);
- 2) определяют $R_{\text{К}}$ по уравнению (6.7);
- 3) определяют I_0 по уравнению (6.5).

Оценим коэффициент полезного действия рассматриваемого усилительного каскада для синусоидального сигнала на нагрузке амплитудой $U_{\text{ВЫХ}}$:

$$\eta = \frac{P_{\text{Н}}}{P_{\Sigma}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{2R_{\text{Н}}I_0E}, \quad \text{где } P_{\text{Н}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{2R_{\text{Н}}}; \quad P_{\Sigma} = I_0E.$$

КПД каскада оказывается очень низким (несколько процентов). Наибольшее значение 8,7% он имеет при $R_{\text{Э}} = 0$ и $R_{\text{К}} = \sqrt{2}R_{\text{Н}}$. При этом $E = 3,4U_{\text{ВЫХ}}$ и $I_0 = 1,7I_{\text{Н}}$.

6.2 Пример расчета усилительного каскада

Задание. Выбрать рабочую точку в режиме покоя, построить нагрузочные прямые постоянного и переменного тока, рассчитать элементы и оценить основные параметры каскада с ОЭ (см. рис. 6.1) на транзисторе КТ315В при следующих исходных данных:

$$E = 24 \text{ В}, \quad U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}, \quad R_{\text{Н}} = 1 \text{ кОм}, \quad R_{\text{с}} = 1 \text{ кОм}, \quad f_{\text{Н}} = 20 \text{ Гц},$$

$$T_{\text{min}} = -10^{\circ}\text{С}, \quad T_{\text{max}} = 50^{\circ}\text{С},$$

где E – напряжение источника питания; $U_{\text{вых}}$ – амплитуда выходного синусоидального напряжения; $R_{\text{Н}}$ – сопротивление нагрузки; $R_{\text{с}}$ – внутреннее сопротивление источника сигнала; $f_{\text{Н}}$ – нижняя рабочая частота при допустимом коэффициенте частотных искажений $M_{\text{Н}} = 3 \text{ дБ}$ ($M_{\text{Н}} = \sqrt{2}$); T_{min} – минимальная температура окружающей среды; T_{max} – максимальная температура окружающей среды.

Справочные параметры транзистора (его характеристики приведены на рисунке 6.3):

- предельно допустимое напряжение $U_{\text{КЭ доп}} = 40 \text{ В}$;
- напряжение насыщения $U_{\text{КЭ нас}} \leq 0,4 \text{ В}$;
- коэффициент усиления по току $h_{21Э} = \beta = 100$;
- емкость коллекторного перехода $C_{\text{К}} = 7 \text{ пФ}$;
- тепловое сопротивление участка «переход – среда» $R_{\text{Пс}} = 0,67^{\circ}\text{С} / \text{мВт}$;
- допустимая температура перехода $T_{\text{П доп}} = 120^{\circ}\text{С}$;
- верхняя частота усиления по току $f_{\beta} = 5 \text{ МГц}$.

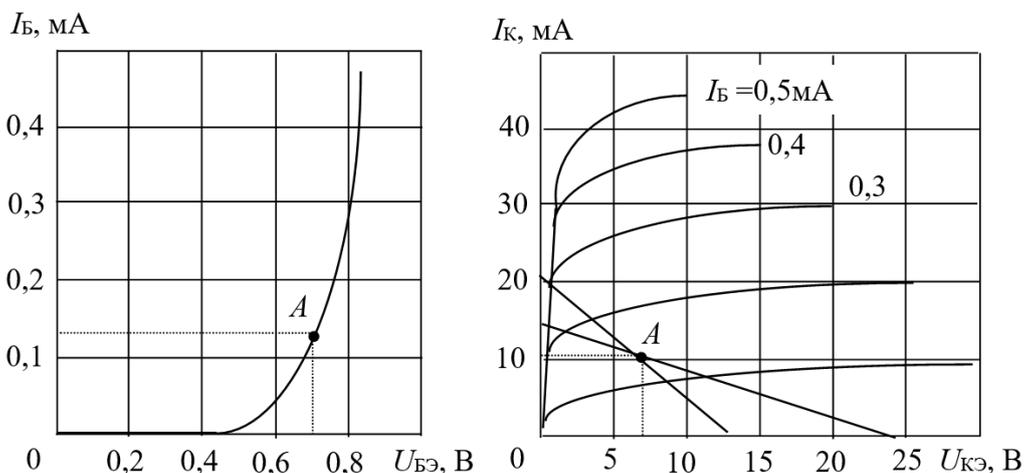


Рис. 6.3 – Характеристики транзистора КТ315В

1. Выбор положения рабочей точки транзистора.

Координаты рабочей точки необходимо рассчитать так, чтобы получить без ограничения требуемые амплитуды напряжения и тока в нагрузке с учетом смещения рабочей точки в заданном диапазоне температур окружающей среды.

Напряжение в рабочей точке транзистора

$$U_0 = U_{КЭ \text{ нас}} + U_{\text{ВЫХ}} + \Delta U_{КЭ} = 0,4 + 5 + 1,6 = 7 \text{ В},$$

где $\Delta U_{КЭ}$ – допустимая нестабильность напряжения в рабочей точке в заданном диапазоне рабочих температур (выбрана равной 1,6 В).

Величина сопротивления резистора в цепи коллектора

$$R_K = \frac{E - U_{\text{Э}} - U_0 - U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{min}} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_H}} = \frac{24 - 5 - 7 - 5}{1 + 5} = 1,2 \text{ кОм},$$

где $U_{\text{Э}} = 5 \text{ В}$ (выбирается равным (10–20)% от E ; чем больше $U_{\text{Э}}$, тем лучше с точки зрения стабильности режима, но ниже КПД каскада); $I_{\text{min}} = 1 \text{ мА}$ – минимальный ток транзистора (его величиной задаются так, чтобы исключить попадание рабочей точки транзистора в нелинейную область характеристик при малых токах).

Ток в рабочей точке:

$$I_0 = I_{\text{min}} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_K} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_H} = 1 + 5 + 4,2 = 10,2 \text{ мА}.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе:

$$P_K = U_0 I_0 = 7 \cdot 10,2 = 71,4 \text{ мВт}.$$

Коэффициент полезного действия выходной цепи:

$$\eta = \frac{P_H}{P_{\Sigma}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{2R_H I_0 E} = \frac{5 \cdot 5}{2 \cdot 1 \cdot 10,2 \cdot 24} = 0,051, \text{ или } 5,1\%.$$

Максимальная температура перехода:

$$T_{\Pi} = T_{\text{max}} + P_K R_{\text{ПТС}} = 50 + 71,4 \cdot 0,67 = 98^{\circ} \text{С} < T_{\text{П доп}}.$$

2. Расчет элементов цепи смещения по постоянному току.

Величина сопротивления резистора в цепи эмиттера:

$$R_{\text{Э}} = U_{\text{Э}} / I_0 = 5 / 10,2 = 0,49 \text{ кОм}.$$

Сопротивление выходной цепи постоянному току:

$$R_{=} = R_K + R_{\text{Э}} = 1,2 + 0,49 = 1,69 \text{ кОм}.$$

Проводим нагрузочную прямую постоянного тока через точку $E = 24$ В на оси абсцисс и точку $I = E/R_{\Sigma} = 14,2$ мА на оси ординат и отмечаем на ней рабочую точку в режиме покоя A . Ток базы в рабочей точке равен $I_{B0} = 0,13$ мА. Отметим положение рабочей точки на входной характеристике транзистора, найдем напряжение на эмиттерном переходе ($U_{БЭ0} \approx 0,7$ В).

Допустимое изменение тока коллектора:

$$\Delta I_K = \frac{\Delta U_{КЭ}}{R_K + R_{Э}} = \frac{1,6}{1,2 + 0,49} = 0,95 \text{ мА.}$$

Температурное смещение выходных характеристик:

$$\Delta I_T = \Delta I_{K0} + I_0 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \cdot \Delta T \approx 10,2 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \cdot 60 = 0,3 \text{ мА,}$$

где ΔI_{K0} – изменение обратного тока коллекторного перехода, которым для кремниевого транзистора можно пренебречь; $\Delta T = T_{\max} - T_{\min} = 60^\circ \text{C}$ – изменение температуры окружающей среды.

Допустимый коэффициент температурной нестабильности каскада:

$$S' = \Delta I_K / \Delta I_T = 0,95 / 0,3 = 3,2.$$

Параллельное сопротивление базовых резисторов:

$$R_B = R_{Э} \frac{(1 + \beta)(S' - 1)}{1 + \beta - S'} = 0,49 \frac{101 \cdot 2,2}{101 - 3,2} = 1,1 \text{ кОм.}$$

Верхний резистор базового делителя:

$$R_1 = \frac{ER_B}{U_{Э} + U_{БЭ} + R_B I_B} = \frac{24 \cdot 1,1}{5 + 0,7 + 1,1 \cdot 0,13} = 4,5 \text{ кОм.}$$

Нижний резистор базового делителя:

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_B}{R_1 - R_B} = \frac{4,5 \cdot 1,1}{4,5 - 1,1} = 1,5 \text{ кОм.}$$

Выбираем резисторы УЛМ или МЛТ ряда Е12 (см. прил. А) с допустимым отклонением $\pm 10\%$:

$$R_{Э} = 470 \text{ Ом; } R_K = 1,2 \text{ кОм; } R_1 = 4,7 \text{ кОм; } R_2 = 1,5 \text{ кОм.}$$

3. Основные показатели усилителя в области средних частот.

Сопротивление выходной цепи транзистора переменному току:

$$R_{\sim} = R_K \parallel R_H = \frac{1,2 \cdot 1}{1,2 + 1} = 0,545 \text{ кОм.}$$

Проводим нагрузочную прямую переменного тока через рабочую точку A и точку на оси абсцисс при $U_{КЭ} = U_0 + I_0 R_{\sim} = 12,6$ В.

Оценим входное сопротивление транзистора (его можно определить также по углу наклона касательной в рабочей точке на входной характеристике):

$$h_{11Э} = r_B + r_Э(1 + \beta) = 50 + 2,55 \cdot 101 = 308 \text{ Ом},$$

где $r_B \approx 50 \text{ Ом}$, $r_Э = 26/10,2 = 2,55 \text{ Ом}$.

Определяем коэффициент усиления каскада по напряжению:

$$K_0 = \frac{\beta R_{\sim}}{h_{11Э}} = \frac{100 \cdot 545}{308} = 177.$$

Входное сопротивление каскада:

$$R_{\text{вх}} = R_B \parallel h_{11Э} = \frac{1,1 \cdot 0,308}{1,1 + 0,308} = 0,24 \text{ кОм}.$$

Сквозной коэффициент усиления:

$$K_e = \frac{U_{\text{вых}}}{E_c} = \frac{R_{\text{вх}} K_0}{R_{\text{вх}} + R_c} = \frac{0,24 \cdot 177}{0,24 + 1} = 34.$$

Необходимое значение ЭДС источника сигнала:

$$E_c = U_{\text{вых}} / K_e = 5\,000 / 34 = 147 \text{ мВ}.$$

Коэффициент усиления по току:

$$K_I = \frac{K_0 R_{\text{вх}}}{R_H} = \frac{177 \cdot 0,24}{1} = 42,5.$$

Коэффициент усиления сигнала по мощности:

$$K_P = K_0 \cdot K_I = 177 \cdot 42,5 = 7\,523.$$

4. Расчет величин емкостей конденсаторов.

Задаемся допустимой величиной фазовых сдвигов на нижней рабочей частоте (например, $\varphi_1 = 10^\circ$, $\varphi_2 = 10^\circ$, $\varphi_Э = 25^\circ$) для каждого из конденсаторов из условия:

$$\varphi_H = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_Э = \arctg \sqrt{M_H^2 - 1} = 45^\circ.$$

Емкости конденсаторов (с учетом того, что один радиан равен 57 градусам):

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_{\text{вх}} + R_c) \varphi_1} = \frac{57 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 20 \cdot (0,24 + 1) \cdot 10} = 36,6 \text{ мкФ};$$

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_H + R_K) \varphi_2} = \frac{57 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 20 \cdot (1 + 1,2) \cdot 10} = 20,6 \text{ мкФ};$$

$$C_Э \geq \frac{1 + \beta}{2\pi f_H (R_c \parallel R_B + h_{11Э}) \varphi_Э} = \frac{101 \cdot 57 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 20 \cdot (0,52 + 0,31) \cdot 25} = 2\,209 \text{ мкФ}.$$

Выбираем электролитические конденсаторы из ряда E12:

$$C_1 = 33 \text{ мкФ}; \quad C_2 = 22 \text{ мкФ}; \quad C_3 = 2\,000 \text{ мкФ}.$$

5. Оценка полосы пропускания в области верхних частот.

Постоянная времени каскада в области верхних частот:

$$\tau_B = \tau_\beta + C_K R_{\sim} (1 + \beta) = 0,03 + 7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,545 \cdot 101 = 0,42 \text{ мкс},$$

где $\tau_\beta = \frac{1}{2\pi f_\beta} = \frac{1}{6,28 \cdot 5} \approx 0,03 \text{ мкс}.$

Верхняя граничная частота на уровне $M_B = 3 \text{ дБ}$ ($M_B = \sqrt{2}$):

$$f_B = \frac{1}{2\pi \tau_B} = \frac{1\,000}{6,28 \cdot 0,42} = 379 \text{ кГц}.$$



Контрольные вопросы по главе 6

1. Что такое режим большого усиления сигнала?
2. На каком участке нагрузочной прямой по постоянному току находится рабочая точка для режима большого усиления сигнала?
3. Какие элементы задают положение рабочей точки на нагрузочной прямой по постоянному току (рис. 6.1)?
4. Представьте выражение для сопротивления выходной цепи по постоянному току.
5. Составьте выражение для сопротивления выходной цепи по переменному току.
6. Поясните суть ООС по постоянному току.
7. Раскройте суть ООС по переменному току.
8. Что такое предельно допустимые параметры транзистора по току и напряжению коллекторной цепи?
9. В каком источнике размещается информация о предельно допустимых параметрах транзистора по току и напряжению коллекторной цепи?
10. Как соотносится рабочий ток коллектора и его предельно допустимое значение?
11. Как соотносится рабочее напряжение коллектора и его предельно допустимое значение?

7 Широкополосные усилители

7.1 Особенности формирования АЧХ широкополосных усилителей

К широкополосным усилителям (видеоусилителям) относятся такие усилители, в которых коэффициент усиления остается практически постоянным в широкой частотной области. Трудности по обеспечению этого постоянства возникают как в области низких, так и в области высоких частот. Исключение составляют лишь усилители постоянного тока (УПТ), которые не обладают спадом АЧХ в области низких частот. Они способны передавать и усиливать сколь угодно медленные сигнальные изменения, в том числе и импульсные сигналы сколь угодно большой длительности, в то время как прохождение этих сигналов через усилитель, не являющийся УПТ, сопровождается спадом вершины импульса.

Усилители, не способные передавать и усиливать медленно изменяющиеся сигнальные изменения, называют усилителями переменного тока. К ним относятся рассмотренные ранее усилительные каскады по схеме с ОЭ. К достоинствам усилителей переменного тока относится тот факт, что на их работу в малой степени влияют дестабилизирующие факторы, воздействующие на режимы их работы на постоянном токе. Наибольшие трудности по обеспечению постоянства коэффициента усиления наблюдаются в области высоких частот, где начинают проявляться частотные свойства транзисторов. Для построения широкополосных усилительных каскадов используются транзисторы с высокой верхней граничной частотой коэффициента усиления по току и малой емкостью коллекторного перехода.

Для расширения полосы пропускания усилителей переменного тока применяют низкочастотную и высокочастотную коррекцию. Первая из них способствует компенсации возможного спада АЧХ в области низких частот, вторая – в области высоких. В зависимости от способа осуществления указанной компенсации коррекцию можно подразделить на коррекцию с помощью частотно-зависимых нагрузок и коррекцию с помощью частотно-зависимых внутрикаскадных обратных связей.

7.2 Схемы высокочастотной коррекции

Коррекцию с помощью частотно-зависимых нагрузок применяют при схемах включения транзистора, когда по отношению к нагрузке он является генератором тока, т. е. в схемах с ОЭ и ОБ. Например, в схеме простой высокочастотной (ВЧ) коррекции последовательно с сопротивлением коллекторной нагрузки включается индуктивность. Эквивалентное сопротивление нагрузки имеет повышенное значение на высоких частотах, благодаря чему в этой области частот уменьшается общий спад АЧХ. Для оценки эффективности применения цепи высокочастотной коррекции вводят понятие площади усиления $\Pi = Kf_v$, под которой понимают произведение коэффициента усиления каскада по напряжению на верхнюю граничную частоту. При оптимальном выборе индуктивности простая высокочастотная коррекция обеспечивает выигрыш в площади усиления в 1,7 раза.

Широкополосные усилительные каскады требуются, в частности, для неискаженного усиления импульсных сигналов. Для их построения используют высокочастотные транзисторы. Если транзистор уже выбран, уменьшить искажения фронта и вершины импульса можно введением корректирующих цепей.

Пример усилительного каскада с цепью эмиттерной высокочастотной коррекции (используется частотно-зависимая обратная связь) и цепью низкочастотной коррекции (используется RC -фильтр в цепи коллектора) приведен на рисунке 7.1.

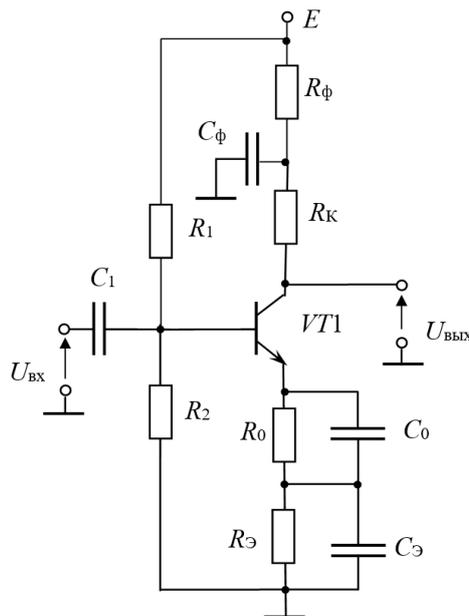


Рис. 7.1 – Схема каскада с цепями высокочастотной (R_0, C_0) и низкочастотной (R_5, C_2) коррекции

Без корректирующей цепи R_0 , C_0 имеем каскад с ОЭ с коэффициентом усиления и верхней частотой

$$K \approx -\frac{h_{21Э}R_K}{h_{11Э}}; \quad f_B \approx \frac{1}{2\pi(\tau_\beta + C_K R_K h_{21Э})}.$$

Резистор $R_Э$ обеспечивает температурную стабилизацию режима. Он зашунтирован конденсатором большой емкости и при анализе в области высоких частот и малых времен не учитывается.

Наличие R_0 снижает в рабочем диапазоне частот коэффициент усиления за счет ООС до значения

$$K_{ОС} \approx -\frac{h_{21Э}R_K}{h_{11Э} + R_0(1 + h_{21Э})},$$

расширяя полосу пропускания и стабилизируя коэффициент усиления каскада по напряжению пропорционально глубине отрицательной обратной связи.

Наличие C_0 устраняет ООС за счет R_0 на верхних частотах, частично компенсируя спад коэффициента усиления за счет τ_β и C_K . При оптимальном выборе емкости корректирующего конденсатора $C_0 \approx \frac{\tau_\beta + C_K R_K h_{21Э}}{1,5 \cdot R_0}$ получаем вы-

игрыш в площади усиления $\Pi = Kf_B$ по сравнению с каскадом без коррекции примерно в полтора раза.

7.3 Схема низкочастотной коррекции

Роль элемента низкочастотной (НЧ) коррекции выполняет цепочка R_ϕ , C_ϕ . В рабочем диапазоне частот резистор R_ϕ зашунтирован конденсатором C_ϕ и сопротивление коллекторной нагрузки по переменному току определяется только резистором R_K . С понижением частоты конденсатор C_ϕ уменьшает свое шунтирующее действие и сопротивление коллекторной нагрузки возрастает до величины $R_K + R_\phi$, увеличивая коэффициент усиления каскада по напряжению.

Наличие разделительного (C_1) и блокировочного ($C_Э$) конденсаторов приводит к спаду вершины при усилении импульсных сигналов. Влияние же цепочки R_ϕ , C_ϕ проявляется в нарастании плоской части импульса.

Для импульсов заданной длительности $t_{\text{и}}$ условие компенсации искажений вершины импульса может быть записано в виде следующего выражения (должно выполняться условие $\tau_{\phi} \gg t_{\text{и}}$):

$$\frac{t_{\text{и}}}{\tau_{\phi}} = \frac{t_{\text{и}}}{\tau_1} + \frac{t_{\text{и}}}{\tau_{\text{Э}}},$$

где $\tau_{\phi} = C_{\phi} R_{\phi}$; $\tau_1 = C_1 (R_c + R_{\text{вх}})$; $\tau_{\text{Э}} = C_{\text{Э}} (r_{\text{Э}} + R_0)$.



Контрольные вопросы по главе 7

1. Дайте определение широкополосного усилителя.
2. Приведите в качестве примера схему усилителя широкополосного сигнала.
3. Составьте требование к транзистору, на основе которого строятся широкополосные усилители.
4. Приведите схему широкополосного усилителя с цепями НЧ и ВЧ коррекции.
5. Для чего применяют цепь ВЧ эмиттерной коррекции?
6. Для чего применяют цепь НЧ коррекции?

8 Усилительные каскады по схемам с общей базой и общим коллектором

8.1 Каскад с общей базой

С использованием эмиттерной цепи стабилизации рабочей точки построим транзисторный усилительный каскад по схеме с общей базой (рис. 8.1). Входной сигнал подается через разделительный конденсатор C_1 в цепь эмиттера транзистора. База по переменной составляющей заземлена с помощью блокировочного конденсатора C_B . Выходной сигнал снимается с коллектора. Положительное приращение входного напряжения вызывает уменьшение тока эмиттера транзистора и уменьшение падения напряжения на коллекторном сопротивлении, т. е. рост напряжения на выходе. Следовательно, каскад с ОБ не инвертирует фазу сигнала при усилении.

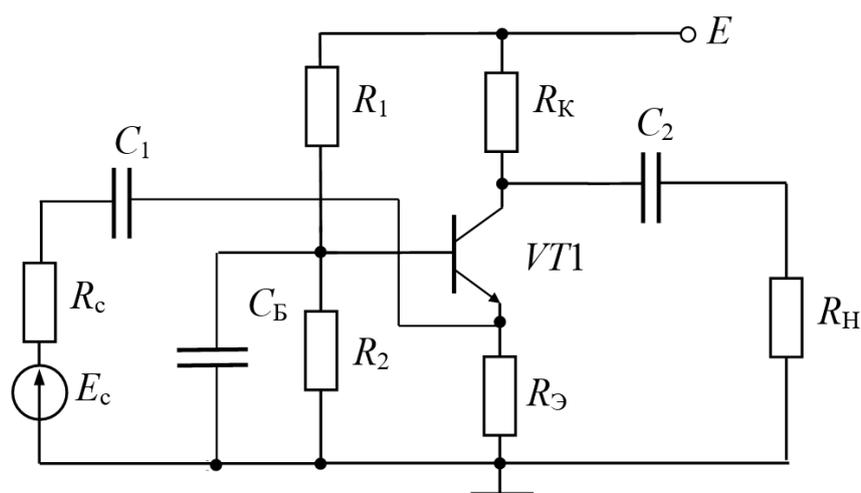


Рис. 8.1 – Схема каскада с ОБ

Выбор рабочей точки и расчет резисторов можно выполнить по методике, изложенной для схемы на рисунке 6.1.

Приближенная эквивалентная схема для анализа каскада в области средних частот приведена на рисунке 8.2 (закорачиваем все конденсаторы и источник питания E , т. к. их сопротивление в рабочем диапазоне частот близко к нулю). Для физической эквивалентной схемы предполагается, что $r_K = \infty$. Это допустимо при условии: $r_K \gg R_{\sim} = R_K \parallel R_H$.

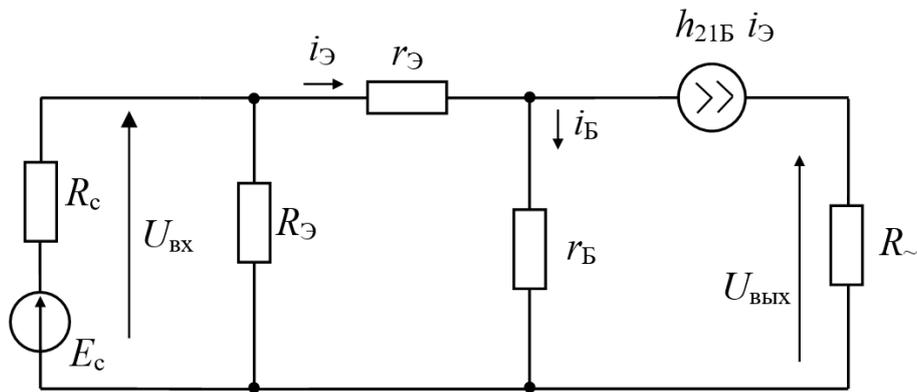


Рис. 8.2 – Эквивалентная схема каскада с ОБ для области средних частот

Входное сопротивление транзистора определяется соотношением:

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_{\text{э}}} = \frac{r_{\text{э}} i_{\text{э}} + r_{\text{б}} i_{\text{б}}}{i_{\text{б}} (1 + \beta)} = r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}}}{1 + \beta} = h_{11\text{Б}}.$$

Входное сопротивление каскада $R_{\text{вх}} = R_{\text{э}} \parallel r_{\text{вх}}$. Оно значительно меньше (десятки ом), чем в схеме с ОЭ.

Каскад не усиливает сигнал по току:

$$K_I = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + r_{\text{вх}} / R_{\text{э}}} \cdot h_{21\text{Б}} \cdot \frac{1}{1 + R_{\text{н}} / R_{\text{к}}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению $K_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{h_{21\text{Б}} R_{\text{н}}}{h_{11\text{Б}}}$. Он такого же

порядка, как в схеме с ОЭ (десятки ÷ сотни).

Выходное сопротивление каскада $R_{\text{вых}} = R_{\text{к}}$, т. к. выходное сопротивление транзистора по схеме с ОБ равно $r_{\text{к}} \approx \infty$.

Эквивалентная постоянная времени каскада в области верхних частот может быть определена по выражению $\tau_{\text{в}} = \tau_{\alpha} + (C_{\text{к}} + C_{\text{н}}) R_{\text{н}}$. Она значительно меньше, чем в схеме с ОЭ. Поэтому каскад с ОБ относится к широкополосным усилительным каскадам.

8.2 Каскад с общим коллектором

На рисунке 8.3 приведен вариант построения усилителя по схеме с *общим коллектором* (эмиттерный повторитель). При работе в режиме малого сигнала можно выбрать в точке покоя $I_{\text{э}} = I_0 = (0,5 \div 1) \text{ мА}$, $U_{\text{кэ}} = U_0 = E / 2$, ток делителя $I_{\text{д}} = 10 I_{\text{б}} = 10 I_0 / \beta$ и рассчитать сопротивления резисторов по формулам:

$$R_3 = \frac{E - U_0}{I_0}; R_1 = \frac{U_0 - U_{ЭБ}}{I_д}; R_2 = \frac{E}{I_д} - R_1.$$

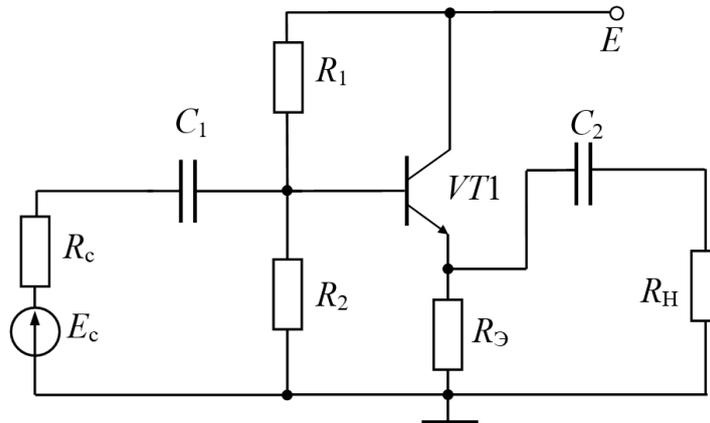


Рис. 8.3 – Схема каскада с ОК

В данном каскаде сопротивления выходной цепи по постоянному и переменному току определяются соотношениями:

$$R_{\sim} = R_3, \quad R_{\sim} = R_3 \parallel R_H.$$

Коллектор транзистора по переменному току заземлен (внутреннее сопротивление источника питания E близко к нулю). Входной сигнал через разделительный конденсатор C_1 подается в цепь базы транзистора $VT1$, а выходной – снимается с эмиттера. В каскаде действует стопроцентная последовательная ООС по напряжению, в результате которой к участку база – эмиттер транзистора прикладывается разность входного и выходного напряжений.

Эквивалентная схема каскада для средних частот приведена на рисунке 8.4. Транзистор заменен приближенной Т-образной схемой замещения. Введено обозначение $R_B = R_1 \parallel R_2$.

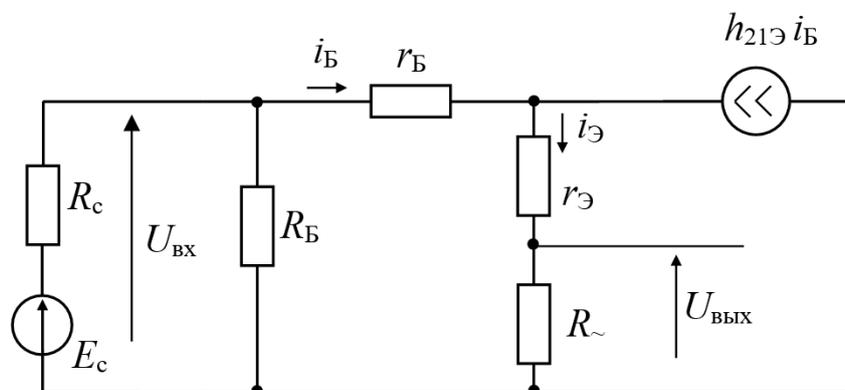


Рис. 8.4 – Приближенная эквивалентная схема каскада с ОК для средних частот

Входное сопротивление со стороны базы VT1:

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_{\text{б}}} = \frac{i_{\text{б}} r_{\text{б}} + i_{\text{э}} (r_{\text{э}} + R_{\sim})}{i_{\text{б}}} = r_{\text{б}} + (r_{\text{э}} + R_{\sim})(1 + h_{21\text{э}}) = h_{11\text{э}} + R_{\sim}(1 + h_{21\text{э}}).$$

Входное сопротивление каскада $R_{\text{вх}} = R_{\text{б}} \parallel r_{\text{вх}}$. Оно обычно значительно больше (в десятки ÷ сотни раз), чем в схеме с ОЭ.

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{i_{\text{э}} R_{\sim}}{i_{\text{б}} r_{\text{вх}}} = \frac{(1 + h_{21\text{э}}) R_{\sim}}{h_{11\text{э}} + (1 + h_{21\text{э}}) R_{\sim}} < 1.$$

Выходное напряжение практически повторяет входное и по величине ($K = 0,8 \div 0,95$), и по фазе, вследствие чего каскад с ОК называют *эмиттерным повторителем*.

Каскад обеспечивает значительное усиление по току:

$$K_I = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{\text{вх}}}{R_{\text{б}}}} \cdot (1 + h_{21\text{э}}) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{э}}}}.$$

Выходное сопротивление каскада мало (десятки ом):

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{э}} \parallel \left(r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}} + R_{\text{б}} \parallel R_{\text{с}}}{1 + h_{21\text{э}}} \right) \approx \frac{R_{\text{с}} \parallel R_{\text{б}} + h_{11\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}}}.$$

Эквивалентная постоянная времени каскада в области верхних частот:

$$\tau_{\text{в}} = \frac{\tau_{\alpha}}{1 - \alpha \gamma_{\text{э}}}, \text{ где } \gamma_{\text{э}} = \frac{r_{\text{б}} + R_{\text{с}} \parallel R_{\text{б}}}{R_{\sim} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}} + R_{\text{с}} \parallel R_{\text{б}}}.$$

Обычно $\tau_{\text{в}} = (2 - 3)\tau_{\alpha}$.

Каскад с ОК не дает усиления по напряжению, усиливает сигнал по току, отличается большим входным и малым выходным сопротивлением. За счет глубокой ООС по сравнению с каскадом по схеме с ОЭ имеет более широкую полосу пропускания. Чаще всего применяется как согласующий каскад при работе с высокоомным источником сигнала или с низкоомной нагрузкой.

Для повышения входного сопротивления в схеме эмиттерного повторителя, приведенной на рисунке 8.5, транзисторы VT1 и VT2 включены по *схеме Дарлингтона*, а также используется положительная обратная связь с помощью конденсатора C_3 .

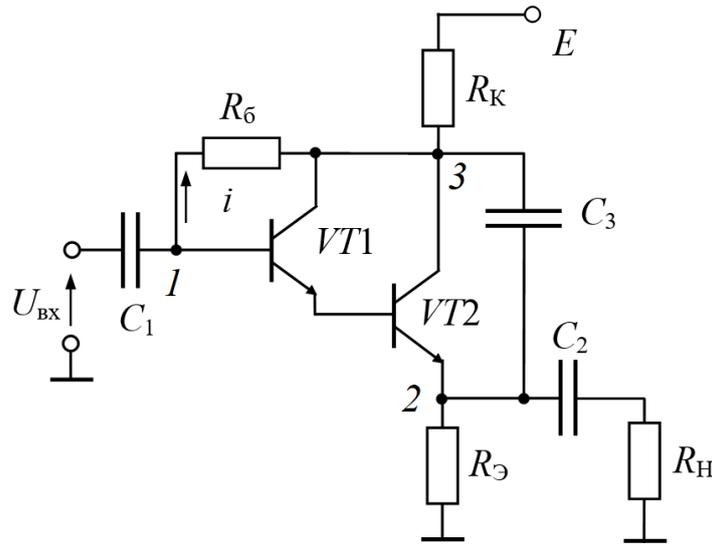


Рис. 8.5 – Схема повторителя с большим входным сопротивлением

Коэффициент усиления по току эквивалентного составного транзистора (составленного из транзисторов $VT1$ и $VT2$) равен произведению коэффициентов усиления тока базы каждым транзистором:

$$h_{21Э} \approx h_{21Э(1)} \approx h_{21Э(2)}.$$

Емкость конденсатора выбирается достаточно большой, так что в рабочем диапазоне частот потенциал точки 3 равен потенциалу точки 2, который повторяет потенциал точки 1 (схема является повторителем напряжения). Таким образом, ток i , ответвляющийся в резистор R_6 , незначителен:

$$i = \frac{U_1 - U_3}{R_6} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{R_6} = \frac{U_{\text{вх}}(1 - K)}{R_6} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_6^*},$$

где $R_6^* = \frac{R_6}{1 - K}$, $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} < 1$.

Например, при $K = 0,9$ вход будет шунтироваться сопротивлением не R_6 , а $10R_6$. В 10 раз уменьшится и шунтирующее влияние сопротивления коллекторного перехода транзистора $VT1$, включенного параллельно R_6 .

Входное сопротивление каскада определяется выражением:

$$R_{\text{вх}} \approx R_6^* \parallel r_{\text{к1}}^* \parallel R_{\text{экв}} h_{21Э(1)} h_{21Э(2)},$$

где $r_{\text{к1}}^* = \frac{r_{\text{к1}}}{1 - K}$; $R_{\text{экв}} = R_{\text{Э}} \parallel R_{\text{Н}} \parallel R_{\text{К}}$ и может достигать единиц мегаом.

8.3 УНЧ с гальванически связанными каскадами ОЭ – ОК

В схеме, приведенной на рисунке 8.6, эмиттерный повторитель на транзисторе $VT2$ подключен к каскаду с ОЭ на транзисторе $VT1$ непосредственно, т. е. без разделительного конденсатора и базового делителя.

Подключение транзистора $VT2$ практически не меняет режим работы транзистора $VT1$ ($I_{B2} \ll I_{K1}$). При этом на эмиттере транзистора $VT2$ устанавливается потенциал $U_{Э2} = U_{K1} - U_{БЭ2}$. Задавшись током эмиттера транзистора $VT2$, можно рассчитать величину сопротивления резистора $R_{Э2} \approx U_{Э2} / I_{Э2}$.

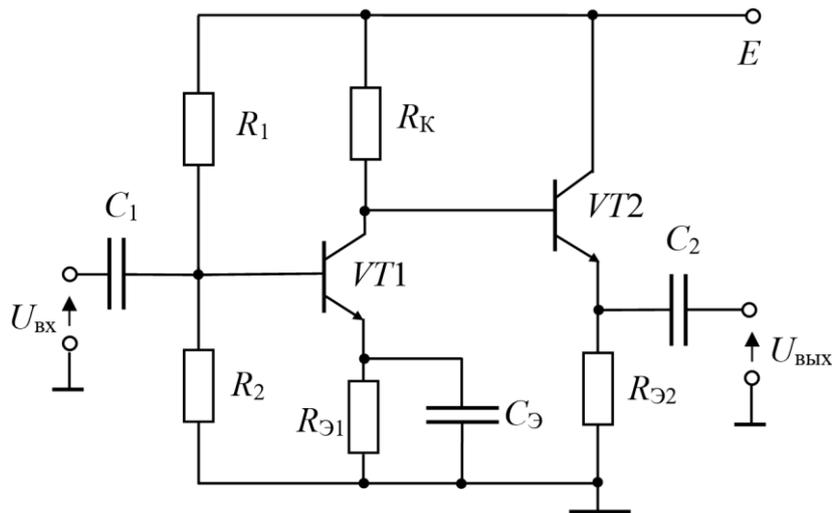


Рис. 8.6 – Схема УНЧ с гальванически связанными каскадами ОЭ – ОК

Зная свойства каскадов с ОЭ и ОК, легко оценить основные параметры усилителя в рабочем диапазоне частот:

- $R_{вх} \cong R_1 \parallel R_2 \parallel h_{11Э(1)}$ – входное сопротивление УНЧ;
- $R_{вых} = \frac{h_{11Э(2)} + R_K}{1 + h_{21Э(2)}}$ – выходное сопротивление УНЧ;
- $K \approx \frac{h_{21Э(1)} R_K}{h_{11Э(1)}}$ – коэффициент усиления по напряжению.

Вследствие низкого выходного сопротивления коэффициент усиления по напряжению практически не изменится при подключении нагрузки, что является несомненным достоинством рассматриваемого УНЧ. Удастся реализовать усиление по напряжению порядка нескольких сотен. Полоса пропускания определяется каскадом с ОЭ, т. к. эмиттерный повторитель является более широкополосным усилительным каскадом.



Контрольные вопросы по главе 8

1. Для каскада с ОБ (рис. 8.1) нарисуйте схему замещения на постоянном токе (все веточки с конденсаторами отрываются).
2. Для каскада с ОБ (рис. 8.1) нарисуйте схему замещения на переменном токе в области средних частот (все веточки с конденсаторами и источником постоянного питания закорачивают).
3. За счет какого элемента база транзистора (рис. 8.1) заземлена на переменном токе?
4. Нарисуйте эквивалентную схему каскада с ОБ для области средних частот.
5. Инвертирует ли фазу входного сигнала в нагрузке каскад с ОБ (рис. 8.1)?
6. Для каскада с ОК (рис. 8.3) нарисуйте схему замещения на постоянном токе (все веточки с конденсаторами отрываются).
7. Для каскада с ОК (рис. 8.3) нарисовать схему замещения на переменном токе (все веточки с конденсаторами и источником постоянного питания закорачивают).
8. Почему для области средних частот коллектор транзистора заземлен?
9. Почему каскад с ОК называют эмиттерным повторителем?
10. Что понимают под гальванической связью между каскадами?

9 Усилительные каскады на полевых транзисторах

9.1 Каскад по схеме с общим истоком

В представленном на рисунке 9.1 усилительном каскаде необходимое смещение за затвор полевого транзистора относительно истока обеспечивается за счет падения напряжения на резисторе R_3 . Резистор R_1 поддерживает в режиме покоя равенство потенциалов затвора и общей точки усилительного каскада. Протекая по сопротивлению R_3 , ток стока создает на истоке положительный потенциал. Таким образом, p - n -переход затвор – исток смещен в обратном направлении и ток через резистор R_1 не протекает. Сопротивление R_1 выбирается достаточно большим (вплоть до единиц мегаом), что обеспечивает большое входное сопротивление каскада в рабочем диапазоне частот.

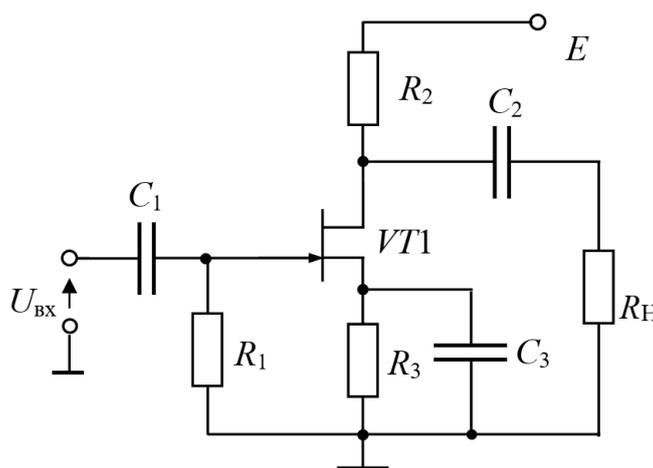


Рис. 9.1 – Усилительный каскад по схеме с общим истоком

Переменная составляющая напряжения, формируемого на стоке транзистора $VT1$ за счет резистора R_2 , через разделительный конденсатор C_2 поступает в нагрузку. Блокировочный конденсатор C_3 устраняет ООС за счет резистора R_3 в рабочем диапазоне частот.

По переменной составляющей исток транзистора $VT1$ заземлен и является общим электродом для источника входного сигнала и нагрузки. Следовательно, транзистор включен по схеме с общим истоком. Точку покоя выбирают на пологом участке выходных характеристик полевого транзистора, где он имеет большое выходное сопротивление.

По заданным координатам точки покоя A определяем сопротивления резисторов:

$$R_3 = \frac{|U_{3И0}|}{I_0}, \quad (9.1)$$

$$R_2 = \frac{E - U_0 - |U_{3И0}|}{I_0}. \quad (9.2)$$

9.2 Анализ каскада в области средних и верхних частот

Малосигнальная эквивалентная схема каскада с ОИ для средних частот приведена на рисунке 9.2. Выходная цепь полевого транзистора представлена эквивалентным генератором тока $SU_{3И} = SU_{\text{ВХ}}$ с внутренним сопротивлением R_i .

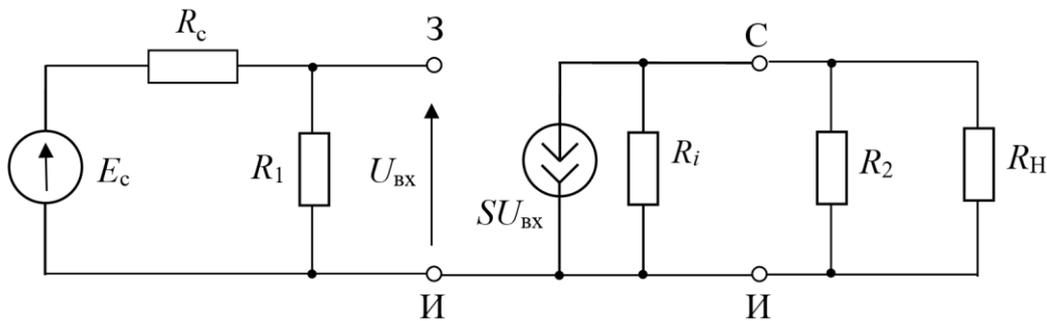


Рис. 9.2 – Эквивалентная схема каскада с ОИ для средних частот

Ток $SU_{\text{ВХ}}$ создает на эквивалентном сопротивлении выходной цепи $R_{\text{ЭКВ}} = R_i \parallel R_2 \parallel R_H$ падение напряжения, равное по величине, но противоположное по направлению $U_{\text{ВЫХ}}$. Поэтому $U_{\text{ВЫХ}} = -SU_{\text{ВХ}} R_{\text{ЭКВ}}$.

Отсюда можно записать выражение для оценки коэффициента усиления по напряжению в области средних частот:

$$K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -SR_{\text{ЭКВ}}. \quad (9.3)$$

Знак «минус» подчеркивает свойство каскада инвертировать фазу усиленного сигнала.

Выходное сопротивление каскада:

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_i \parallel R_2. \quad (9.4)$$

Входное сопротивление каскада:

$$R_{\text{ВХ}} = R_1. \quad (9.5)$$

Сквозной коэффициент усиления:

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_c} = \frac{R_1}{R_c + R_1} \cdot K_0.$$

Практически он совпадает с K_0 , т. к. сопротивление резистора в цепи затвора R_1 может быть выбрано значительно большим внутреннего сопротивления источника сигнала R_c . Однако следует учесть, что при очень больших значениях сопротивления R_1 обратный ток p - n -перехода затвор – исток (он мал, но сильно зависит от температуры) может сильно влиять на стабильность режима $VT1$ по постоянному току. Предельное значение сопротивления R_1 ограничено величиной порядка нескольких мегаом.

Режим работы при малом сигнале стремится выбрать экономичным, однако при уменьшении I_0 падает крутизна характеристики S и коэффициент усиления каскада (см. (9.3)).

Эквивалентную схему каскада для верхних частот (рис. 9.3) получаем, добавляя в схему для средних частот межэлектродные емкости полевого транзистора и емкость нагрузки (при ее наличии). Сопротивление R_1 опущено, т. к. предполагается, что $R_1 \gg R_c$.

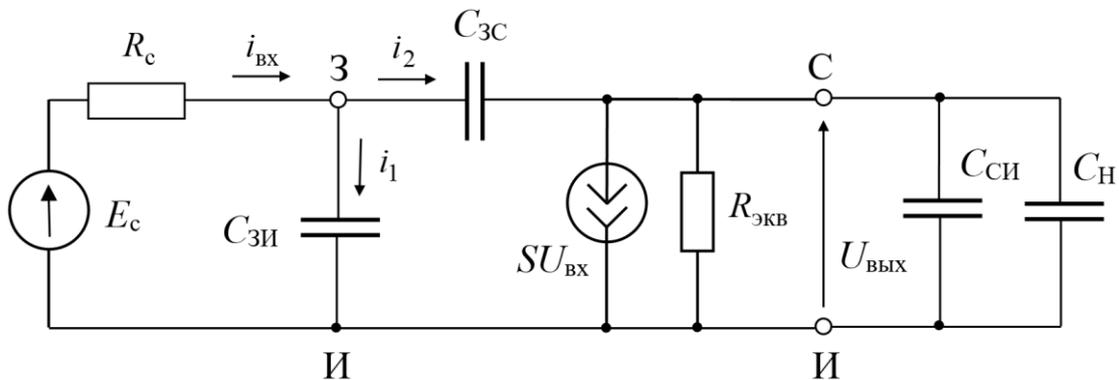


Рис. 9.3 – Эквивалентная схема каскада с ОИ для верхних частот

Оценим величину входного тока, который потребляется от источника сигнала на верхних частотах:

$$\begin{aligned} i_{\text{ВХ}} &= i_1 + i_2 = j\omega C_{3И} U_{\text{ВХ}} + j\omega C_{3С} (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) = \\ &= j\omega U_{\text{ВХ}} C_{3И} + j\omega U_{\text{ВХ}} C_{3С} (1 + K_0). \end{aligned}$$

Таким образом, источник сигнала на верхних частотах нагружен на эквивалентную входную емкость:

$$C_{\text{ВХ}} = C_{3И} + C_{3С} (1 + K_0). \quad (9.6)$$

Суммарная емкость выходной цепи:

$$C_{\text{ВЫХ}} = C_{\text{СИ}} + C_{\text{Н}}. \quad (9.7)$$

С учетом этих обозначений эквивалентную схему можно упростить (рис. 9.4).

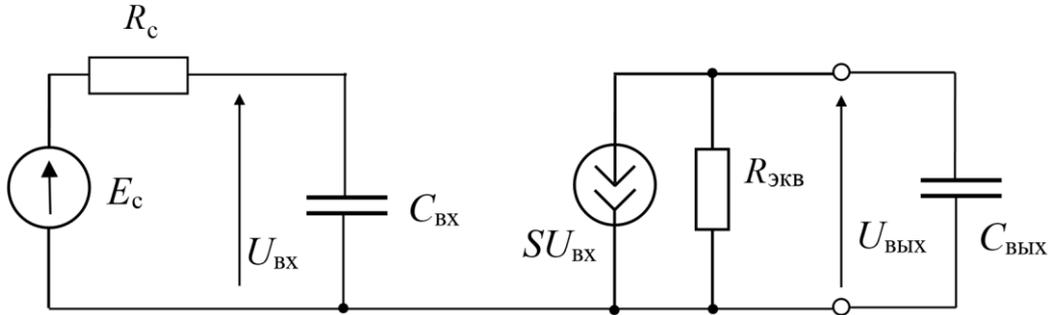


Рис. 9.4 – Эквивалентная схема каскада с ОИ для ВЧ

Эквивалентное сопротивление выходной цепи каскада:

$$Z_{\text{ЭКВ}}(p) = R_{\text{ЭКВ}} \parallel \frac{1}{pC_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 + p\tau_{\text{ВЫХ}}}, \quad (9.8)$$

где $\tau_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ВЫХ}}$ – постоянная времени выходной цепи.

Коэффициент усиления каскада по напряжению в области верхних частот:

$$K_{\text{В}}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}} = -SZ_{\text{ЭКВ}}(p) = \frac{-SR_{\text{ЭКВ}}}{1 + p\tau_{\text{ВЫХ}}} = \frac{K_0}{1 + p\tau_{\text{ВЫХ}}}. \quad (9.9)$$

Если внутреннее сопротивление источника сигнала не равно нулю, существенное влияние на свойства каскада в области верхних частот может оказать входная емкость $C_{\text{ВХ}}$. Входное сопротивление каскада уже не равно бесконечности, образуется делитель напряжения во входной цепи и входное напряжение оказывается меньшим ЭДС источника сигнала.

Коэффициент передачи входной цепи каскада:

$$K_{\text{ВХ}}(p) = \frac{U_{\text{ВХ}}(p)}{E_c} = \frac{1}{R_c + \frac{1}{pC_{\text{ВХ}}}} = \frac{1}{1 + p\tau_{\text{ВХ}}}, \quad (9.10)$$

где $\tau_{\text{ВХ}} = R_c C_{\text{ВХ}}$ – постоянная времени входной цепи.

Суммарное влияние емкостей $C_{\text{ВХ}}$ и $C_{\text{ВЫХ}}$ отражают следующие соотношения:

$$K_{\text{ЭВ}}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{E_c} = K_{\text{ВХ}}(p) \cdot K_{\text{В}}(p) = \frac{K_0}{(1 + p\tau_{\text{ВХ}})(1 + p\tau_{\text{ВЫХ}})};$$

$$M_B(\omega) = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{ВХ}})^2} \cdot \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{ВЫХ}})^2}; \quad (9.11)$$

$$\varphi_B(\omega) = -\arctg \omega\tau_{\text{ВХ}} - \arctg \omega\tau_{\text{ВЫХ}}; \quad (9.12)$$

$$t_{\Phi} = \sqrt{t_{\Phi_{\text{ВХ}}}^2 + t_{\Phi_{\text{ВЫХ}}}^2} = \sqrt{(2,2\tau_{\text{ВХ}})^2 + (2,2\tau_{\text{ВЫХ}})^2}. \quad (9.13)$$

Если постоянные времени $\tau_{\text{ВХ}}$ и $\tau_{\text{ВЫХ}}$ существенно отличаются (в пять раз и более), при оценке частотных, фазовых или переходных искажений по формулам (9.11), (9.12) и (9.13) достаточно учесть большую из них.

9.3 Каскад с последовательной ООС по току

При отключении конденсатора C_3 в рассматриваемом каскаде действует последовательная ООС по току за счет резистора R_3 . Усиливаемое транзистором напряжение $u_{\text{ЗИ}}$ определяется как разность входного напряжения и сигнала обратной связи $U_{\text{ОС}}$, формируемого за счет протекания по R_3 переменной составляющей тока стока. Расчетная схема такого усилителя для области средних частот приведена на рисунке 9.5, а, эквивалентная схема выходной цепи – на рисунке 9.5, б. Выходная цепь полевого транзистора представлена в виде генератора напряжения $\mu u_{\text{ЗИ}}$ с внутренним сопротивлением R_i (см. рис. 3.12, б).

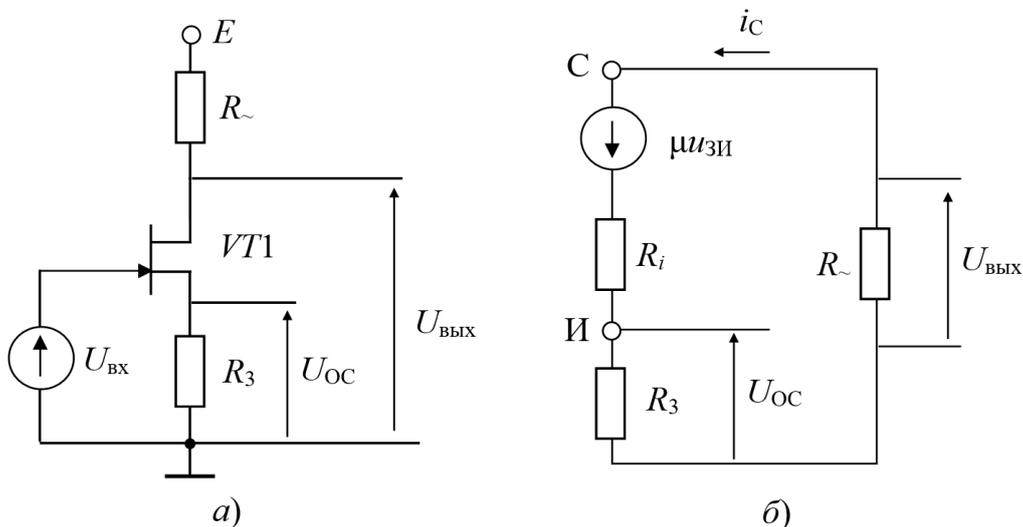


Рис. 9.5 – Усилительный каскад с последовательной ООС по току: расчетная схема усилителя на полевом транзисторе для области средних частот (а); эквивалентная схема выходной цепи усилителя на полевом транзисторе для области средних частот (б)

Работу усилительного каскада с ООС описывает следующая система уравнений:

$$\begin{cases} u_{\text{ЗИ}} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ОС}}; \\ U_{\text{ОС}} = i_{\text{C}} R_3; \\ i_{\text{C}} = \frac{\mu u_{\text{ЗИ}}}{R_i + R_{\sim} + R_3}; \\ U_{\text{ВЫХ}} = -i_{\text{C}} R_{\sim}. \end{cases} \quad (9.14)$$

Эту систему уравнений наглядно отражает сигнальный граф, представленный на рисунке 9.6.

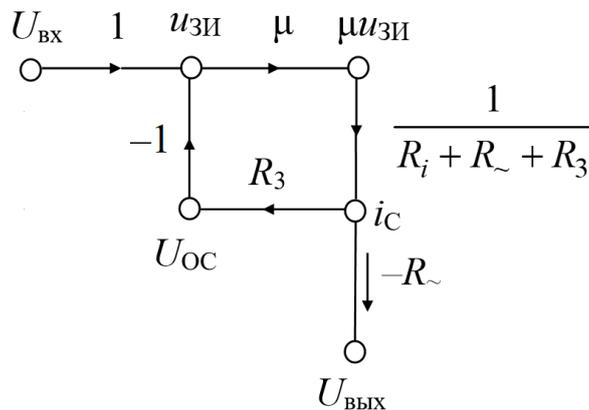


Рис. 9.6 – Сигнальный граф каскада с обратной связью

Сигнальным графом называют совокупность узлов и соединяющих их ветвей, стрелки на которых указывают направление передачи сигнала от одного узла к другому. Узлами обычно являются токи или напряжения исследуемых электрических цепей. Каждая ветвь характеризуется величиной передачи, под которой понимают отношение выходной величины ко входной. Сигнальный граф цепи заключает в себе ту же информацию, что и система уравнений. Только эта информация выражена графически. Преобразованию системы уравнений соответствуют эквивалентные преобразования сигнального графа. В частности, передачи последовательно соединенных ветвей графа перемножаются, а параллельно соединенных – суммируются. На графе виден контур ООС с петлевым

усилением $T = \frac{-\mu R_3}{R_i + R_{\sim} + R_3}$.

Коэффициент передачи такого графа определяется выражением:

$$K_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{\text{пр}}}{1 - T},$$

где $K_{пр} = \frac{-\mu R_{\sim}}{R_i + R_{\sim} + R_3}$ – прямая передача графа от $U_{вх}$ к $U_{вых}$, полученная перемножением коэффициентов передачи отдельных ветвей прямого пути от узла $U_{вх}$ к узлу $U_{вых}$.

Таким образом, коэффициент усиления по напряжению каскада с ООС определится выражением:

$$K_{ОС} = \frac{-\mu R_{\sim} / (R_i + R_{\sim} + R_3)}{1 + \mu R_3 / (R_i + R_{\sim} + R_3)} = \frac{-\mu R_{\sim}}{R_i + R_{\sim} + R_3(1 + \mu)}, \quad (9.15)$$

где $\mu = SR_i$ – статический коэффициент усиления полевого транзистора по напряжению; $R_{\sim} = R_2 \parallel R_H$ – сопротивление выходной цепи каскада переменному току.

В каскаде без обратной связи коэффициент усиления равен:

$$K_0 = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -SR_{эКВ} = \frac{-\mu R_{\sim}}{R_i + R_{\sim}}. \quad (9.16)$$

Сравнение выражений (9.15) и (9.16) показывает, что усиление при введении ООС уменьшается в A раз, где A – глубина обратной связи.

$$A = \frac{K_0}{K_{ОС}} = \frac{R_{\sim} + R_i + R_3(1 + \mu)}{R_{\sim} + R_i}. \quad (9.17)$$

Рассмотрим влияние элементов R_3 , C_3 на коэффициент усиления каскада (см. рис. 9.1) в области нижних частот. Для этого воспользуемся выражением (9.15), заменив в нем R_3 на $Z_3(p) = R_3 \parallel \frac{1}{pC_3} = \frac{R_3}{1 + p\tau_3}$, где $\tau_3 = C_3 R_3$.

Выполнив эту подстановку, получим

$$K(p) = K_0 \frac{1 + \frac{1}{p\tau_3}}{1 + \frac{A}{p\tau_3}}. \quad (9.18)$$

ЛАЧХ, соответствующая передаточной функции (9.18), построена на рисунке 9.7. В области средних частот (выше $\omega = A/\tau_3$) коэффициент передачи каскада стремится к K_0 . Ниже частоты $\omega = A/\tau_3$ коэффициент усиления падает за счет действия ООС, стремясь на очень низких частотах (ниже $\omega = 1/\tau_3$) к значению $K_{ОС}$.

Вносимые конденсатором C_3 частотные искажения обусловлены в первом приближении постоянной времени τ_3/A (рис. 9.7):

$$M_3(\omega) \approx \sqrt{1 + \left(\frac{A}{\omega\tau_3}\right)^2}. \quad (9.19)$$

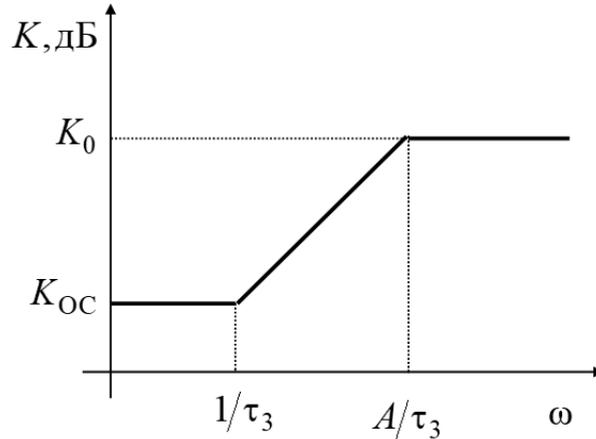


Рис. 9.7 – ЛАЧХ каскада на рисунке 9.1, учитывающая влияние цепочки C_3R_3

Из соотношения (9.19) можно получить выражение для расчета емкости конденсатора C_3 по допустимой величине коэффициента частотных искажений M_3 на нижней рабочей частоте f_H :

$$C_3 \geq \frac{A}{2\pi f_H R_3 \sqrt{M_3^2 - 1}}. \quad (9.20)$$

Суммарное влияние конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 на спад вершины импульса длительностью t_H определяется соотношением:

$$\Delta = \frac{t_H}{\tau_1} + \frac{t_H}{\tau_2} + \frac{t_H \cdot A}{\tau_3}, \quad (9.21)$$

где $\tau_1 = C_1(R_1 + R_c)$, $\tau_2 = C_2(R_H + R_2 \parallel R_i)$.

Результирующий коэффициент частотных искажений на нижних частотах за счет этих конденсаторов можно оценить по формуле:

$$M_H(\omega) = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau_1)^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau_2)^2}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{A}{\omega\tau_3}\right)^2}. \quad (9.22)$$



.....
Контрольные вопросы по главе 9
.....

1. Какой вид сигнала усиливает каскад на рисунке 9.1?
2. Поясните назначение конденсаторов C_1 и C_2 в каскаде на рисунке 9.1.
3. Объясните назначение резистора R_1 .
4. Поясните назначение резистора R_2 .
5. Раскройте назначение резистора R_3 и конденсатора C_3 .
6. Какой вид полевого транзистора используется в каскаде на рисунке 9.1?
7. На каком участке выходной ВАХ полевого транзистора выбирают положение рабочей точки для режима усиления?
8. Совпадают ли фазы входного и выходного сигналов усилительного каскада на рисунке 9.1?
9. Почему схему на рисунке 9.1 называют каскадом с общим истоком на переменном токе?
10. Для каскада с ОИ (рис. 9.1) нарисуйте схему замещения на постоянном токе (все веточки с конденсаторами отрывают).
11. Для каскада с ОИ (рис. 9.1) нарисуйте схему замещения на переменном токе (все веточки с конденсаторами и источником постоянного питания закорачивают).

10 Усилители мощности

10.1 Трансформаторный выходной каскад в режиме класса А

При проектировании выходных каскадов усилителей, которые часто называют усилителями мощности, стремятся максимально полно использовать напряжение и ток источника питания с целью обеспечения более высокого коэффициента полезного действия. Главное назначение выходного каскада – получение требуемой мощности P_H в заданной нагрузке R_H . Оно обеспечивается прежде всего выбором соответствующего транзистора.

Повышение КПД возможно за счет использования трансформаторной связи с нагрузкой, а также режимов усиления классов В, АВ и С.

На рисунке 10.1, а приведена схема трансформаторного усилителя мощности с ОЭ в режиме класса А.

Выбор положения точки покоя прежде всего ограничен условиями:

$$I_{\min} < I_0 < I_{\text{К доп}}; \quad U_{\min} < U_0 < U_{\text{КЭ доп}}; \quad P_K = U_0 I_0 < P_{\text{К доп}},$$

где $I_{\text{К доп}}$, $U_{\text{КЭ доп}}$, $P_{\text{К доп}}$ – предельно допустимые для данного транзистора значения тока коллектора, коллекторного напряжения и мощности рассеяния на коллекторном переходе. Графическое представление этих неравенств выделяют рабочую область на выходных характеристиках транзистора. Рабочая точка А выбирается на нагрузочной прямой постоянного тока, проходящей вертикально при $U_{\text{КЭ}} = U_0 = E$. Через точку А проведена нагрузочная прямая переменного тока.

Мощность сигнала в коллекторной цепи транзистора графически соответствует площади заштрихованных треугольников (рис. 10.1, а):

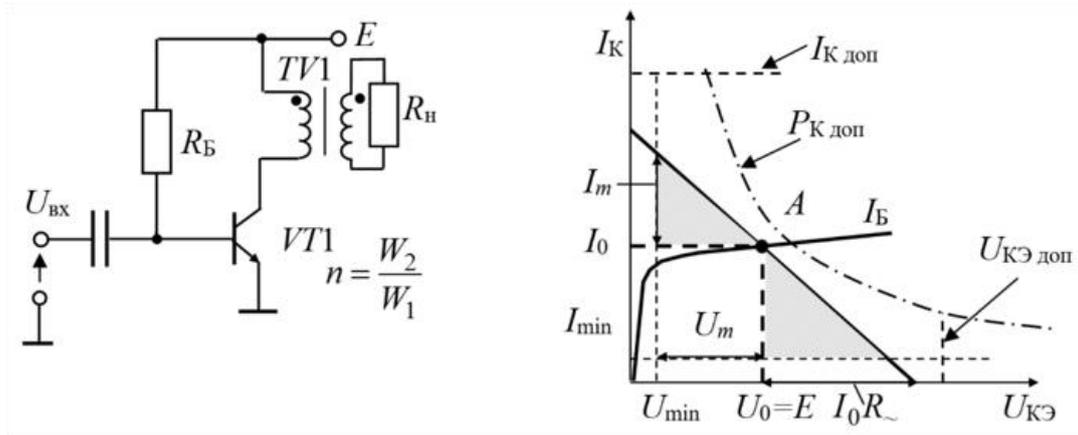
$$P_{\sim} = \frac{P_H}{\eta_{\text{тр}}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_m}{\sqrt{2}} = \frac{I_m U_m}{2} = S_{\Delta}, \quad (10.1)$$

где $\eta_{\text{тр}} \approx 0,8 \dots 0,9$ – КПД трансформатора.

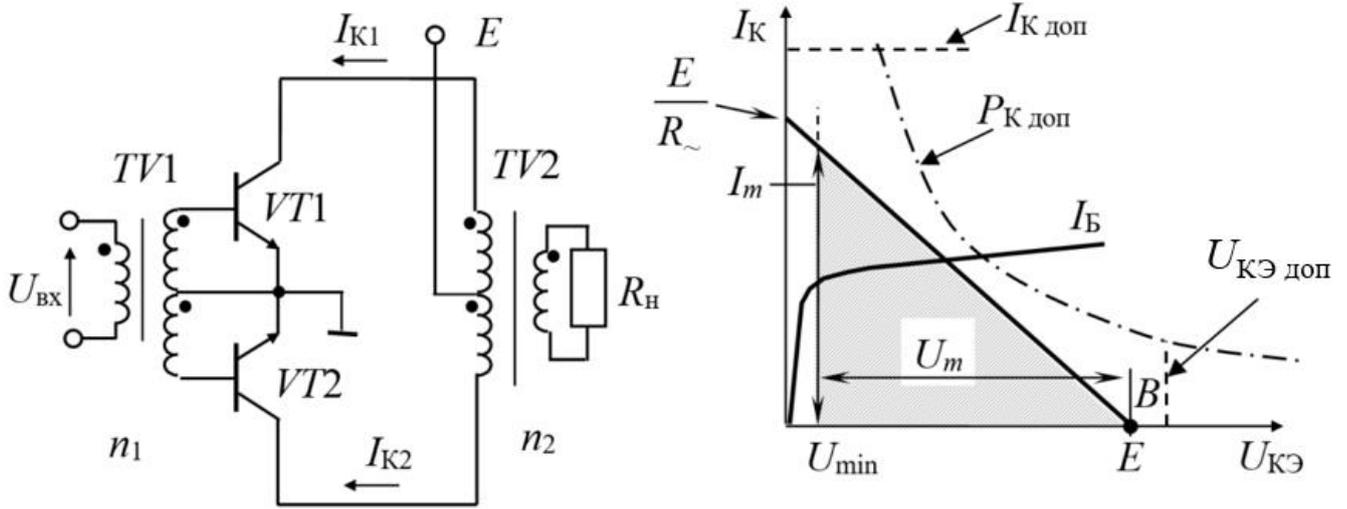
Амплитуда переменного напряжения на коллекторе: $U_m = E - U_{\min}$.

Амплитуда переменной составляющей тока коллектора: $I_m = \frac{2P_{\sim}}{U_m}$.

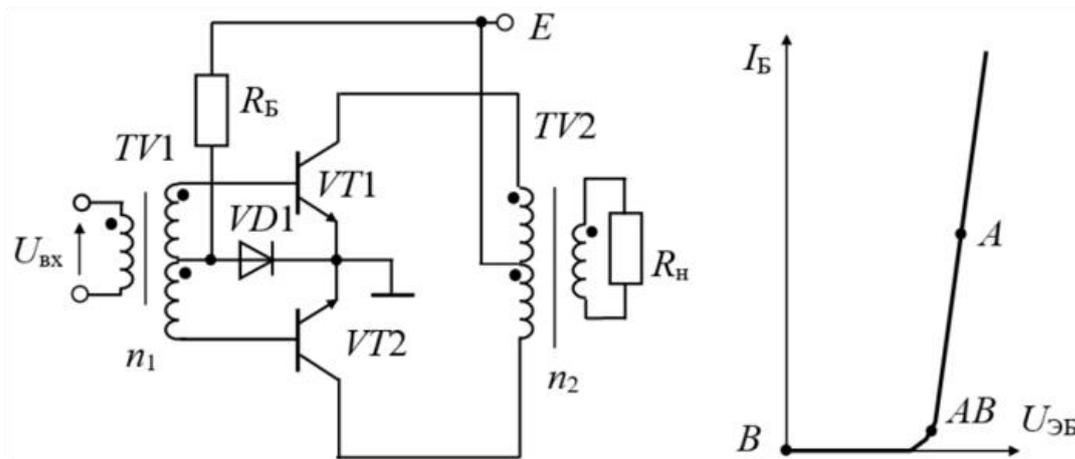
Сопротивление выходной цепи переменному току: $R_{\sim} = \frac{U_m}{I_m}$.



а)



б)



в)

Рис. 10.1 – Схемы трансформаторных выходных каскадов в режимах усиления класса: А (а), В (б), АВ (в)

Коэффициент трансформации $n = \frac{W_2}{W_1}$ выбирают таким, чтобы пересчитанное к первичной цепи сопротивление нагрузки соответствовало рассчитанной выше величине R_{\sim} , обеспечивающей требуемую мощность P_H :

$$R_{\sim} = \frac{R_H}{\eta_{\text{тр}} n^2}, \quad \text{откуда} \quad n = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{\text{тр}} R_{\sim}}}. \quad (10.2)$$

Ток коллектора в рабочей точке: $I_0 = I_m + I_{\text{мин}}$.

Полная мощность, потребляемая от источника питания: $P_{\Sigma} = I_0 E$.

Коэффициент полезного действия каскада:

$$\eta = \frac{R_H}{P_{\Sigma}} = \frac{\eta_{\text{тр}} I_m U_m}{2 I_0 E} = 0,5 \eta_{\text{тр}} \xi \psi, \quad (10.3)$$

где $\xi = \frac{I_m}{I_0} < 1$ – коэффициент использования транзистора по току; $\psi = \frac{U_m}{E} < 1$ – коэффициент использования транзистора по напряжению.

Максимальное теоретическое значение КПД трансформаторного каскада в режиме *A* равно 50% (при $\eta_{\text{тр}} = \xi = \psi = 1$). В практических схемах удается реализовать $\eta = (20\text{--}30)\%$.

Самым тяжелым для транзистора является режим покоя, когда на коллекторе рассеивается мощность $P_0 = U_0 I_0$. При подаче входного сигнала она уменьшается до значения $P_K = P_0 - P_{\sim}$.

Соотношения для выбора транзистора:

$$P_{\text{Кдоп}} > P_0 \approx 2,5 P_H; \quad U_{\text{КЭдоп}} \geq 2E; \quad I_{\text{Кдоп}} \geq 2I_0.$$

Суммарная поверхность пластинчатого радиатора, на который надо установить транзистор, чтобы при максимальной температуре окружающей среды $T_{\text{с max}}$ температура перехода не превышала допустимого значения $T_{\text{п max}}$, определяется выражением:

$$S_{\text{рад}}, \text{ см}^2 \geq \frac{1\,500}{\frac{T_{\text{п max}} - T_{\text{с max}}}{P_0} - R_{\text{пк}}}, \quad (10.4)$$

где $R_{\text{пк}}, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$ – тепловое сопротивление участка «переход – корпус» транзистора, являющееся справочным параметром используемого транзистора.

Трансформатор $TV1$ в каскаде работает с постоянным подмагничиванием сердечника. Ток I_0 должен быть меньше тока намагничивания. Сердечник обычно выполняют с зазором.

Другой недостаток рассматриваемой схемы – трудность температурной стабилизации режима работы транзистора. С этой целью в качестве R_B можно использовать нелинейное сопротивление, значение которого растет с ростом температуры окружающей среды.

10.2 Трансформаторный выходной каскад в режимах B и AB

Более высокий КПД позволяет получить *двухтактный выходной каскад в режиме класса B* (см. рис. 10.1, б). В состоянии покоя (при $U_{вх} = 0$) транзисторы $VT1$ и $VT2$ закрыты, т. к. по постоянному току их эмиттерные переходы закорочены активным сопротивлением вторичных обмоток трансформатора $TV1$. Рабочая точка B находится в начале координат входной характеристики транзистора (см. рис. 10.1, в), токи базы и коллектора транзисторов $VT1$ и $VT2$ равны нулю. К транзисторам прикладывается все напряжение источника питания ($U_{кэ} = E$ на выходных характеристиках).

При подаче входного напряжения трансформатор $TV1$ формирует на базах транзисторов $VT1$ и $VT2$ равные по величине, но противоположные по фазе сигналы. В положительный полупериод напряжения на базе $VT1$ этот транзистор обеспечивает протекание тока $I_{к1}$ от плюса источника питания E через верхнюю половину первичной обмотки трансформатора $TV2$, формируя на его коллекторе перепад напряжения амплитудой U_m . В это время транзистор $VT2$ закрыт и к его коллектору прикладывается максимальное обратное напряжение $E + U_m$.

В отрицательный полупериод напряжения на базе $VT1$ этот транзистор закрыт, но $VT2$ обеспечивает протекание тока $I_{к2}$, который создает в сердечнике трансформатора $TV2$ магнитный поток противоположного направления, чем $I_{к1}$. Постоянное подмагничивание сердечников отсутствует как в выходном ($TV2$), так и во входном ($TV1$) трансформаторе.

Основные соотношения для расчета каскада:

1. Мощность переменного сигнала в коллекторной цепи транзисторов (соответствует площади заштрихованного на рисунке 10.1, б треугольника):

$$P_{\sim} = \frac{P_{н}}{\eta_{тр}} = \frac{I_m \psi E}{2}. \quad (10.5)$$

2. Амплитуда коллекторного напряжения может быть получена чуть меньшей напряжения источника питания E :

$$U_m = E - U_{\min}.$$

3. Амплитуда тока коллектора транзистора:

$$I_m = \frac{2P_{\sim}}{U_m}.$$

4. Сопротивление выходной цепи переменному току:

$$R_{\sim} = \frac{U_m}{I_m}.$$

5. Коэффициент трансформации выходного трансформатора:

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{\text{тр}} R_{\sim}}}.$$

6. Мощность, потребляемая от источника питания:

$$P_{\Sigma} = I_{\text{ср}} E, \quad (10.6)$$

где $I_{\text{ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \varphi d\varphi = \frac{2I_m}{\pi}$ – среднее значение тока в цепи источника питания.

7. Коэффициент полезного действия каскада:

$$\eta = \frac{P_H}{P_{\Sigma}} = \frac{\eta_{\text{тр}} \psi E I_m / 2}{2E I_m / \pi} = \psi \frac{\pi}{4} \eta_{\text{тр}}. \quad (10.7)$$

Максимальное теоретическое значение КПД составляет 78% (при $\psi = \eta_{\text{тр}} = 1$). В практических схемах удается реализовать $\eta = (50-60)\%$.

Мощность, рассеиваемая в транзисторах, определяется выражением

$$P = P_{\Sigma} - P_{\sim} = \frac{2}{\pi} E I_m - \frac{I_m^2 R_{\sim}}{2}. \quad (10.8)$$

Эта зависимость носит экстремальный характер. Наиболее тяжелым для транзисторов является режим $U_{\text{вх1}}$, при котором $P = 0,2 \frac{E^2}{R_{\sim}}$.

Соотношения для выбора транзисторов:

$$P_{\text{Кдоп}} > 0,1 \cdot E^2 / R_{\sim}; \quad U_{\text{КЭдоп}} > 2E; \quad I_{\text{Кдоп}} > 2E / R_{\sim}.$$

Недостатком режима класса B являются искажения сигнала, особенно заметные в момент перехода через ноль (искажение типа «ступенька»). Поэтому в практических схемах чаще используют режим AB (см. рис. 10.1, в). В режиме AB

ток в рабочей точке выбирается равным не нулю, а порядка 5% от максимального. КПД при этом незначительно снижается по сравнению с режимом B , но существенно уменьшается уровень нелинейных искажений. Необходимая величина напряжения смещения задается в результате падения напряжения на диоде $VD1$. Это напряжение с ростом температуры уменьшается, что способствует температурной стабилизации начального режима работы транзисторов $VT1$ и $VT2$. Заметим, что при полной симметрии плеч четные гармоники в двухтактном выходном каскаде отсутствуют.

10.3 Влияние трансформатора на частотную характеристику усилителя

Трансформатор обеспечивает большую гибкость схемы (возможность получить требуемую мощность в нагрузке P_H при различных E), однако вносит дополнительные частотные искажения. Эквивалентная схема выходной цепи трансформаторного каскада представлена на рисунке 10.2. Трансформатор заменен схемой замещения, где введены следующие обозначения:

- r_1 – омическое сопротивление первичной обмотки;
- $r'_2 = \frac{r_2}{n^2}$ – сопротивление вторичной обмотки, пересчитанное к первичной;
- L_{S1} – индуктивность рассеяния первичной обмотки;
- $L'_{S2} = \frac{L_{S2}}{n^2}$ – индуктивность рассеяния вторичной обмотки, пересчитанная к первичной;
- L – индуктивность намагничивания трансформатора;
- $R'_H = \frac{R_H}{n^2}$ – сопротивление нагрузки, пересчитанное к первичной обмотке.

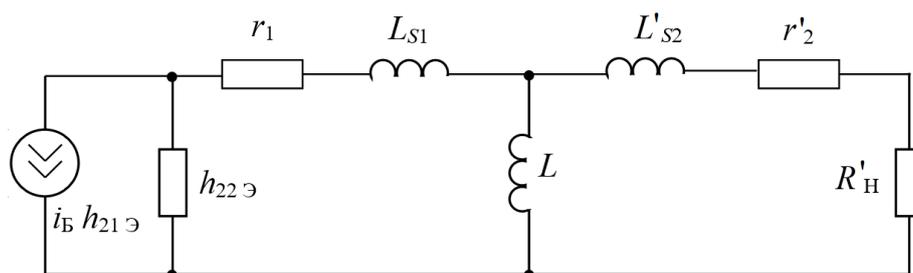


Рис. 10.2 – Эквивалентная схема выходной цепи трансформаторного каскада

В области нижних частот сопротивление индуктивности намагничивания трансформатора $X_L = \omega L$ становится сравнимо с R'_H и эквивалентное сопротивление нагрузки каскада переменному току уменьшается, что ведет к снижению коэффициента усиления по напряжению. Коэффициент частотных искажений определяется выражением:

$$M_L = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_L}\right)^2},$$

где $\tau_L = \frac{L}{R_{\sim}}$, $R_{\sim} = r_1 + r'_2 + R'_H = \eta_{\text{тр}} \frac{R_H}{n^2}$, $\eta_{\text{тр}} = \frac{R'_H}{r_1 + r'_2 + R'_H}$.

В области верхних частот с сопротивлением R'_H становится сравнимо суммарное сопротивление индуктивности рассеяния трансформатора $X_{L_S} = \omega L_S$ ($L_S = L_{S1} + L'_{S2}$). Образуется делитель напряжения в выходной цепи, снижающий усиление каскада по напряжению. Коэффициент частотных искажений можно рассчитать по формуле:

$$M_{L_S} = \sqrt{1 + (\omega\tau_{L_S})^2}, \text{ где } \tau_{L_S} = \frac{L_S}{R_{\sim} + 1/h_{22Э}}.$$

10.4 Бестрансформаторные выходные каскады

10.4.1 Выходные каскады в режиме класса *B*

Трансформаторные каскады хорошо зарекомендовали себя при работе на фиксированной частоте промышленной сети 50 или 400 Гц. При усилении сигналов в широкой полосе частот предпочтение отдается бестрансформаторным схемам выходных каскадов.

Простейший двухтактный выходной каскад в режиме класса *B* строится на транзисторах разного типа проводимости по схеме эмиттерного повторителя (рис. 10.3, *a*). При $U_{\text{вх}} = 0$ оба транзистора закрыты и ток через нагрузку не протекает. В положительный полупериод, когда $U_{\text{вх}}$ превышает напряжение отпирания транзистора *VT1*, он переходит в линейный режим и $U_{\text{вх}}$ повторяется на сопротивлении нагрузки R_H (ток протекает от источника $+E$). Аналогичным образом в отрицательный полупериод $U_{\text{вх}}$ повторяется на нагрузке R_H после отпирания транзистора *VT2* (ток протекает от источника $-E$). Достоинство режима класса *B* – сравнительно высокий КПД. Он определяется соотношением $\eta = \psi\pi/4$, где

$\psi = U_{\text{ВЫХ}}/E$ – коэффициент использования напряжения источника питания, $U_{\text{ВЫХ}}$ – амплитуда выходного синусоидального напряжения. Недостатком режима B являются большие нелинейные искажения $U_{\text{ВЫХ}}$, особенно заметные в момент перехода $U_{\text{ВХ}}$ через нуль (характерная ступенька).

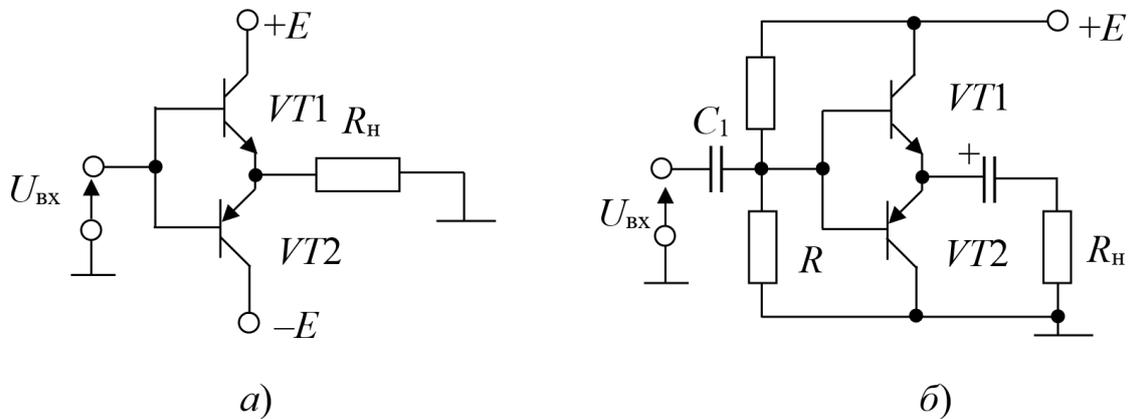


Рис. 10.3 – Схемы каскадов в режиме класса B : двухтактный выходной каскад с двухполярным питанием (a); двухтактный выходной каскад с однополярным питанием (b)

Аналогичный каскад при однополярном источнике питания показан на рисунке 10.3, b . Делитель задает потенциал баз транзисторов $VT1$, $VT2$ на уровне $E/2$. В положительный полупериод конденсатор C_2 подзарядается через транзистор $VT1$ и нагрузку, в отрицательный полупериод он частично разряжается через транзистор $VT2$ и R_n . Обычно на конденсаторе устанавливается постоянная составляющая напряжения $U_{C_2} = E/2$, которая при большой величине емкости конденсатора практически не меняется. В отрицательный полупериод (когда транзистор $VT1$ закрыт) конденсатор C_2 выполняет роль источника питания. В положительный полупериод ток через нагрузку протекает под действием разности напряжений E и U_{C_2} .

10.4.2 Выходной каскад в режиме класса AB

Схемы по рисунку 10.3 обеспечивают лишь усиление по току. Амплитуда входного напряжения должна быть несколько больше требуемой амплитуды $U_{\text{ВЫХ}}$, т. к. коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя меньше единицы. Для уменьшения нелинейных искажений транзисторы выходного каскада переводят в режим AB и обычно запитывают от каскада предварительного усиления, выполненного на транзисторе $VT1$ по схеме с ОЭ

(рис. 10.4). Необходимое для режима *AB* начальное смещение выходных транзисторов *VT2* и *VT3* создается за счет падения напряжения на диодах *VD1* и *VD2*. Каскад на *VT1* обеспечивает усиление по напряжению, а выходной каскад на транзисторах *VT2*, *VT3* – усиление по току. С ростом температуры уменьшается падение напряжения на диодах, что способствует температурной стабильности начального режима работы транзисторов *VT2*, *VT3*. Падение напряжения на диодах должно быть равно $2U_{ЭБ20}$. Если оно меньше, между диодами *VD1* и *VD2* можно включить подстроечный резистор.

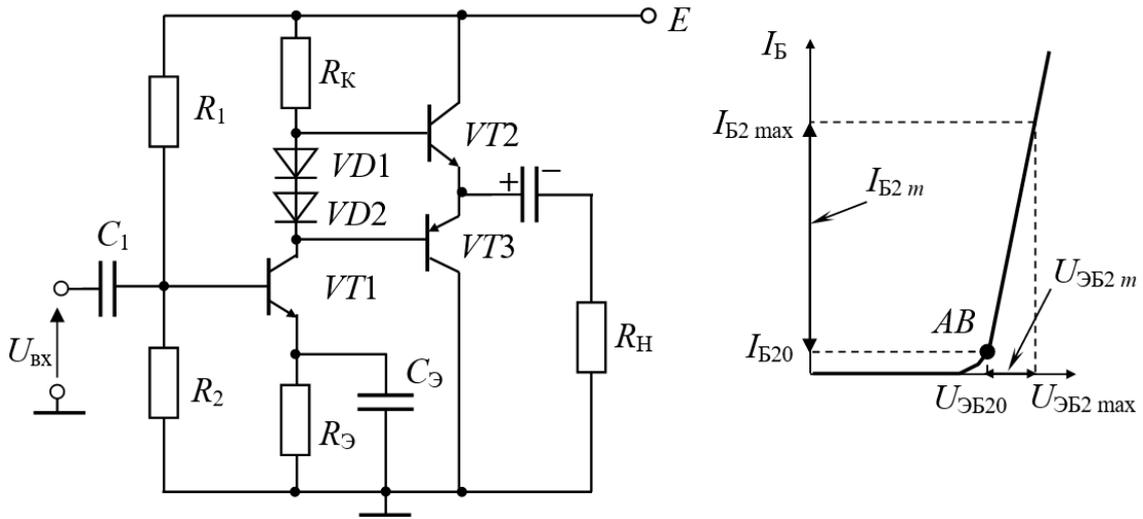


Рис. 10.4 – Схема выходного каскада в режиме *AB*

Ток покоя выходных транзисторов выбирают порядка пяти процентов от максимального тока нагрузки:

$$I_0 = 0,05I_H.$$

При этом среднее значение тока выходных транзисторов в номинальном режиме:

$$I_{cp} = 0,33I_H.$$

Мощность, потребляемая выходным каскадом: $P_{\Sigma} = I_{cp}E$.

КПД выходного каскада: $\eta = \frac{P_H}{P_{\Sigma}}$.

Величину емкости разделительного конденсатора связи с нагрузкой C_2 по допустимому коэффициенту частотных искажений M_{C_2} на нижней граничной частоте f_H можно оценить следующим образом:

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_H + R_{\text{ВЫХ}}) \sqrt{M_{C_2}^2 - 1}},$$

где $R_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_K + \frac{U_{\text{ЭБ}2m}}{I_{\text{Б}2m}}}{1 + \beta}$ – выходное сопротивление эмиттерного повторителя.

Резистор R_3 обеспечивает температурную стабилизацию режима работы транзистора $VT1$. Падением напряжения на R_3 задаются небольшим, чтобы сохранить высокий КПД каскада. За счет резистора R_3 вводится последовательная ООС по постоянному току. Если блокировочный конденсатор C_3 не поставить, то она будет действовать и на переменном токе, увеличивая входное сопротивление каскада, но снижая коэффициент усиления по напряжению до величины

$K_U = \frac{\beta R_K}{h_{11\text{Э}} + R_3(1 + \beta)}$. При наличии конденсатора C_3 отрицательная обратная связь на переменном токе отсутствует и коэффициент усиления по напряжению равен $K_U = \frac{\beta R_K}{h_{11\text{Э}}}$.

Для стабилизации режима работы выходных транзисторов резистор R_1 часто подключают не к источнику E , а к общей точке эмиттеров $VT2$ и $VT3$. Тогда в усилителе действует на постоянном токе местная ООС по току за счет резистора R_3 и общая ООС по напряжению за счет резистора R_1 . Но параллельная ООС по напряжению будет и на переменном токе. Она снизит величины входного и выходного сопротивлений каскада. Входное сопротивление усилителя в этом случае можно рассчитать по формуле: $R_{\text{ВХ}} = R_2 \left\| \frac{R_1}{K_U} \right\| h_{11\text{Э}}$.

Недостаток рассматриваемой схемы состоит в том, что максимально достижимая амплитуда переменного напряжения на коллекторе транзистора $VT1$ заметно меньше половины напряжения источника питания E , т. е. недостаточна для полной раскачки оконечных транзисторов. При их полной раскачке амплитуда напряжения на нагрузке максимальна и близка к $E/2$, а требуемая амплитуда переменного напряжения на базах оконечных транзисторов больше, т. к. они включены по схеме эмиттерных повторителей. Остаточное напряжение на транзисторе $VT2$, например, равно $U_{\text{ЭБ}2} + R_K I_{\text{Б}2\text{max}}$. Если уменьшить R_K , то упадет коэффициент усиления по напряжению, большой ток потребуется в рабочей

точке транзистора $VT1$ и труднее будет открыть $VT3$. Остаточное напряжение на транзисторе $VT3$ равно $U_{ЭБЗ} + U_{КЭ1 \min} + U_{Э}$. Поэтому двойной размах напряжения на нагрузке меньше E .

10.4.3 Каскад с вольтодобавкой

Для полной раскачки выходного каскада амплитуда синусоидального напряжения на его входе должна быть больше $E/2$. Добиться этого и значительно повысить максимальную выходную мощность и КПД можно, применяя в каскаде положительную обратную связь (ПОС) (рис. 10.5). Она подается в цепь питания $VT1$ через элементы $R_{св}$ и $C_{св}$, и ее называют обратной связью по питанию или вольтодобавкой. ПОС увеличивает напряжение питания предоконечного каскада в полупериод закрывания $VT1$, что позволяет снять с $VT1$ амплитуду напряжения, достаточную для полного открывания $VT2$. За счет ПОС существенно возрастает и коэффициент усиления каскада по напряжению.

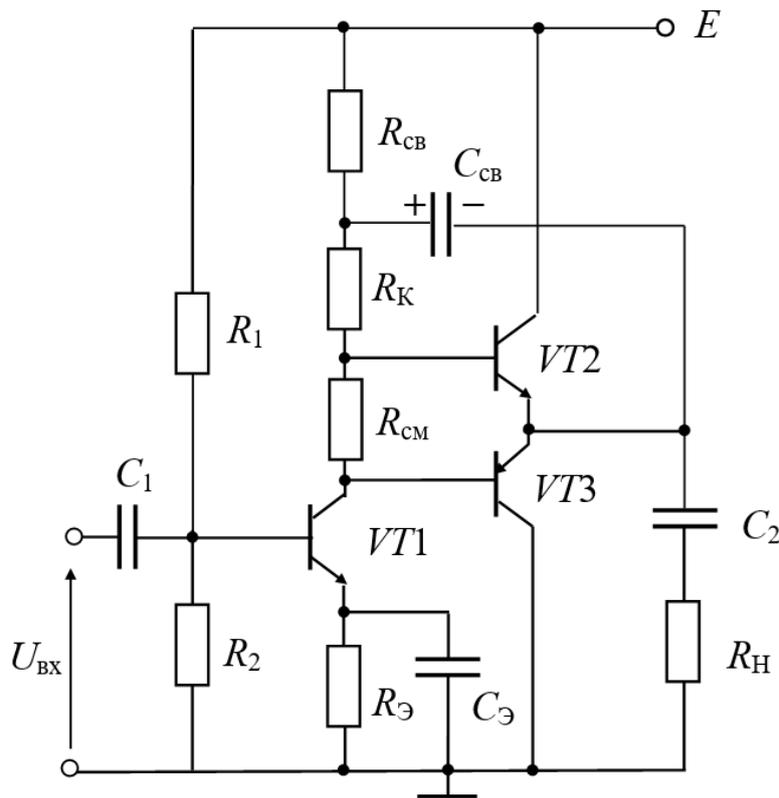


Рис. 10.5 – Каскад с вольтодобавкой

10.4.4 Выходной каскад УНЧ с квазидополнительной симметрией

При большой величине мощности, отдаваемой в нагрузку (единицы–десятки ватт), для уменьшения тока покоя $VT1$ в двухтактном выходном каскаде

применяют составные транзисторы, причем оконечные транзисторы берут однотипными с целью их унификации (рис. 10.6). Такие схемы каскадов называют схемами с квазидополнительной симметрией. Здесь транзисторы VT_2, VT_4 образуют составной эмиттерный повторитель (ОК – ОК), а транзисторы VT_3, VT_5 – двухкаскадный усилитель ОЭ – ОЭ со стопроцентной последовательной ООС по напряжению, также неинвертирующий фазу, имеющий $K_U \approx 1$ и другие характеристики, подобные каскаду с ОК. Резисторы $R_3 - R_6$ служат для симметрирования схемы и стабилизации исходных рабочих точек оконечных транзисторов. Чтобы R_5 и R_6 не сильно уменьшали КПД, их сопротивления берут порядка 5...10% от R_H . Сопротивления резисторов R_3 и R_4 принимают такими, чтобы их токи были в несколько раз больше исходных токов баз VT_4 и VT_5 . Требуемое исходное напряжение на R_{CM} близко к сумме пороговых напряжений база – эмиттер транзисторов VT_2, VT_3, VT_4 и составляет около двух вольт. Для термостабилизации тока покоя оконечных транзисторов вместо резистора R_{CM} часто включают два-три последовательно соединенных диода.

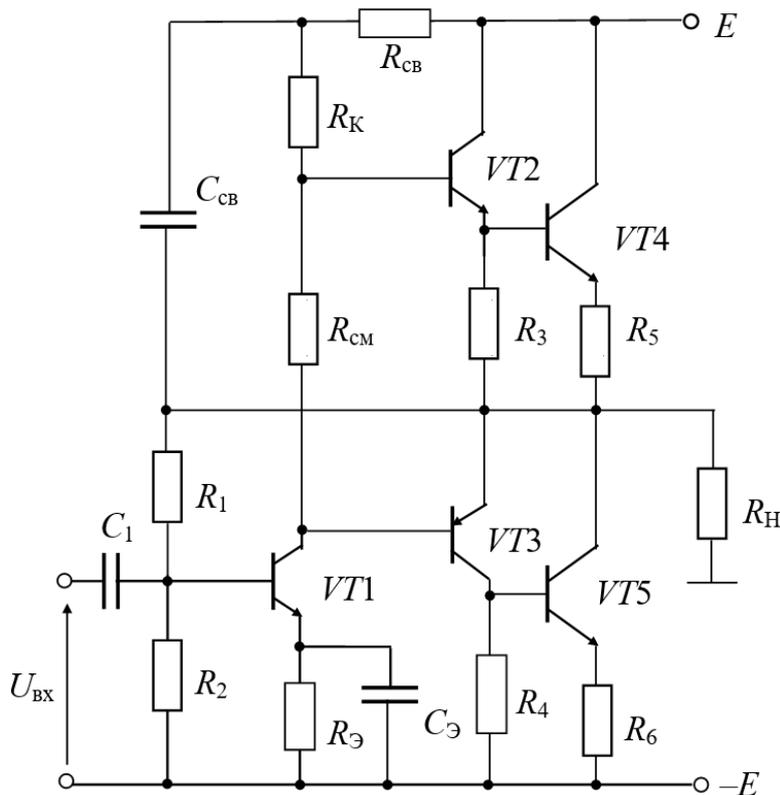


Рис. 10.6 – Схема выходного каскада УНЧ с квазидополнительной симметрией

Усилитель питается от двухполярного источника. В точке покоя напряжение на нагрузке устанавливается равным нулю (это можно сделать изменением

сопротивления резистора R_1) и выходной конденсатор большой емкости не требуется. В УНЧ используются цепь параллельной ООС по напряжению через резистор R_1 и вольтодобавочная цепь параллельной положительной обратной связи по напряжению за счет элементов $R_{св}$ и $C_{св}$.

По переменному току резистор $R_{св}$ включен параллельно нагрузке. Поэтому, чтобы на нем терялась незначительная часть выходной мощности, принимают $R_{св} \geq (20...40)R_H$. Обычно выбирают $R_{св} = R_K$.

Требуемая максимальная выходная мощность транзисторов:

$$P_{\sim} = P_H(R_H + R_5) / R_H.$$

Максимальная амплитуда тока нагрузки:

$$I_{H \max} = \sqrt{2P_H / R_H}.$$

Ориентировочное значение напряжения питания одного плеча:

$$E = I_{H \max}(R_H + R_5) + U_{ост},$$

где остаточное напряжение составляет примерно 1 В, т. к. коллекторы транзисторов $VT2$ и $VT4$ соединены и $U_{ост} > U_{БЭ4}$.



Контрольные вопросы по главе 10

1. Какие каскады усилителей называют усилителями мощности?
2. С какой целью используют усилители мощности?
3. Укажите положение рабочей точки для трансформаторного каскада в режиме усиления класса A , B и AB (рис. 10.1).
4. Чему равен КПД трансформаторного каскада в режиме усиления класса A , B и AB ?
5. Можно ли реализовать режим усиления класса B в схеме с одним транзистором?
6. Для чего нужен диод в схеме на рисунке 10.1, $в$?
7. Поясните форму выходного сигнала с искажением типа «ступенька».
8. В каком режиме появляется искажение типа «ступенька»?
9. Объясните причину появления искажения типа «ступенька».
10. Для процесса микроминиатюризации лучше использовать трансформаторный или бестрансформаторный усилитель мощности?

11 Операционные усилители

11.1 Дифференциальный усилительный каскад

При контроле и измерении многих неэлектрических величин возникает необходимость усиления сигналов очень низких частот. Для этого требуются усилители постоянного тока. УПТ обычно запитывают от двухполярного источника и обеспечивают в точке покоя $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ при $U_{\text{ВХ}} = 0$. При построении УПТ невозможно использование разделительных конденсаторов и трансформаторов в цепи связи между каскадами и с нагрузкой, поэтому применяется непосредственная (гальваническая) связь каскадов.

Усилители постоянного тока имеют специфический недостаток – дрейф нуля, затрудняющий усиление малых напряжений и токов. Дрейф нуля заключается в том, что с течением времени изменяются токи транзисторов и на выходе появляется напряжение в отсутствие входного сигнала. Причины дрейфа – нестабильность источников питания, старение транзисторов, изменение температуры окружающей среды. Нестабильность выходного напряжения УПТ $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ принципиально не отличается от полезного сигнала.

Величину дрейфа обычно оценивают дрейфом нуля, приведенным ко входу УПТ:

$$e_{\text{др}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{K_e}. \quad (11.1)$$

Таким образом, $e_{\text{др}}$ – это такой источник, подключение которого ко входу УПТ компенсирует нестабильность выходного напряжения.

Приведенный к входу дрейф нулевого уровня одиночного каскада УПТ на биполярном транзисторе нельзя сделать меньшим ΔU_T , т. е. примерно 2 мВ/К. Введение отрицательной обратной связи не снижает $e_{\text{др}}$, т. к., наряду со снижением нестабильности рабочей точки, еще в большей степени уменьшается коэффициент усиления каскада.

Для уменьшения дрейфа, кроме стабилизации питающих напряжений, применяют специальные схемы (рис. 11.1), так называемые дифференциальные или балансные усилительные каскады (ДУ). Каскад обычно питается от двухполярного источника (с одинаковыми по величине напряжениями $+E$ и $-E$), относительно общей точки которого ведется отсчет входных ($U_{\text{ВХ1}}$ и $U_{\text{ВХ2}}$) и выходных

($U_{\text{ВЫХ1}}$ и $U_{\text{ВЫХ2}}$) напряжений (рис. 11.1, а). Симметрия схемы относительно генератора постоянного тока I_{Γ} практически устраняет дрейф нулевого уровня из-за температурного смещения входных и выходных характеристик транзисторов $VT1$ и $VT2$ (транзисторы идентичны).

Если входные напряжения $U_{\text{ВХ1}}$ и $U_{\text{ВХ2}}$ совпадают по фазе и одинаковы по амплитуде (такие сигналы называют синфазными):

$$U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{ВХ2}} = U_{\text{сф}},$$

то токи в плечах ДУ остаются постоянными (в силу симметрии схемы они равны $I_{\Gamma}/2$). При этом $U_{\text{ВЫХ1}} = U_{\text{ВЫХ2}} = E - I_{\Gamma}R_{\text{К}}/2$, а между коллекторами транзисторов $VT1$ и $VT2$ отсутствует разность потенциалов:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}} = 0.$$

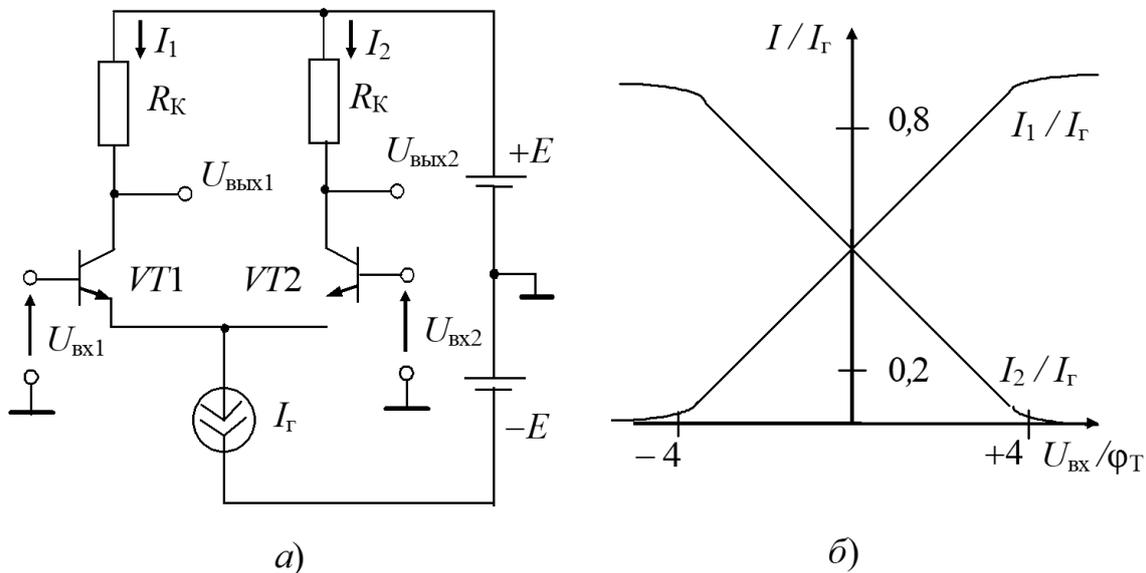


Рис. 11.1 – Дифференциальный усилитель (а) и его вольт-амперная характеристика (б)

Если на вход ДУ подается дифференциальный входной сигнал $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}} \neq 0$, то происходит перераспределение токов между плечами каскада, но сумма токов $I_1 + I_2 = I_{\Gamma}$ остается постоянной. На рисунке 11.1, б показаны зависимости I_1 и I_2 от $U_{\text{ВХ}}$, определяемые соотношениями:

$$I_1 = I_{\Gamma} / (1 + e^{-U_{\text{ВХ}}/\phi_T}) \quad \text{и} \quad I_2 = I_{\Gamma} / (1 + e^{U_{\text{ВХ}}/\phi_T}),$$

где $\phi_T = \frac{kT}{e}$ – температурный потенциал; k – постоянная Больцмана; T – температура перехода по абсолютной шкале; e – заряд электрона.

При комнатной температуре $\varphi_T \approx 26$ мВ. Линейный диапазон изменения входного дифференциального напряжения составляет примерно $2\varphi_T$, а полный – $4\varphi_T$. Если нагрузка включается между коллекторами транзисторов $VT1$ и $VT2$ (например, стрелочный милливольтметр), реализуются усилительные свойства обеих половин ДУ. Но часто используется и несимметричный выход, когда в качестве выходного сигнала используется изменение $U_{\text{ВЫХ1}}$ или $U_{\text{ВЫХ2}}$ ($\Delta U_{\text{ВЫХ1}}$ и $\Delta U_{\text{ВЫХ2}}$ равны по величине, но противоположны по фазе).

Для оценки коэффициентов передачи по напряжению для входного дифференциального сигнала $K_1 = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ1}}}{U_{\text{ВХ}}}$ и $K_2 = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ2}}}{U_{\text{ВХ}}}$ (рис. 11.2, а) воспользуемся эквивалентной схемой для приращений напряжений и токов (рис. 11.2, б).

Входное сопротивление для дифференциального сигнала (обходим контур ABC):

$$r_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{i_{\text{б}}} = \frac{r_{\text{б}}i_{\text{б}} + r_{\text{э}}i_{\text{э}} + r_{\text{э}}i_{\text{э}} + r_{\text{б}}i_{\text{б}}}{i_{\text{б}}} = 2[r_{\text{б}} + r_{\text{э}}(1 + \beta)] = 2h_{11\text{э}}, \quad (11.2)$$

т. е. в два раза больше, чем для каскада по схеме с общим эмиттером.

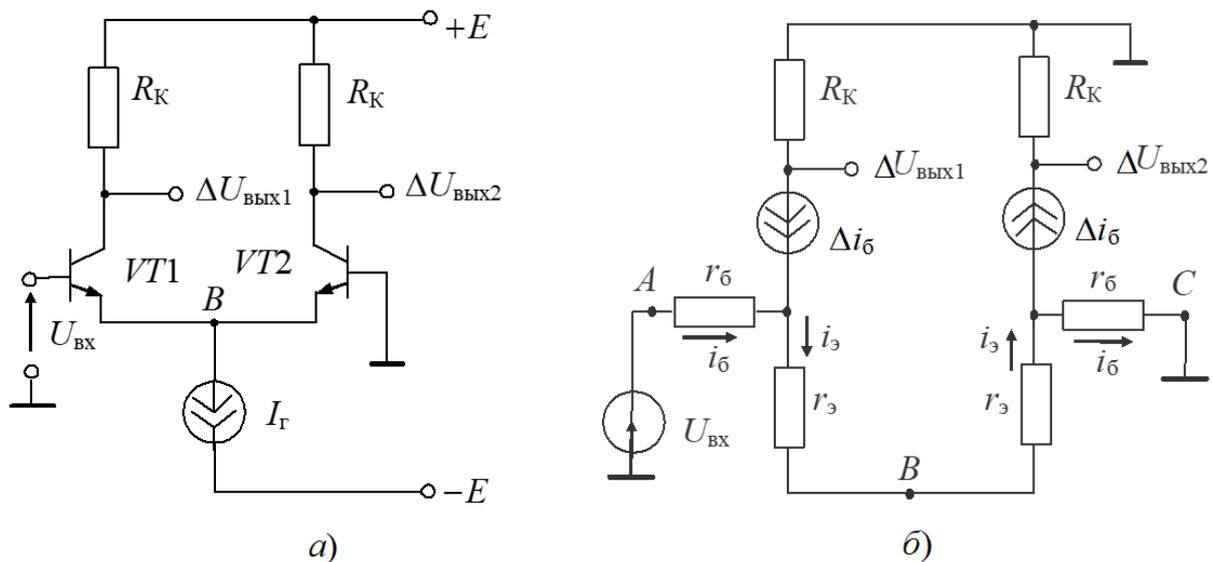


Рис. 11.2 – Вариант схемы дифференциального усилителя (а) и эквивалентная схема для определения входного сопротивления и коэффициента усиления по напряжению для дифференциального сигнала (б)

Приращения выходных напряжений можно оценить как

$$\Delta U_{\text{ВЫХ2}} = -\Delta U_{\text{ВЫХ1}} = \beta i_{\text{б}} R_{\text{К}}.$$

Коэффициенты усиления входного дифференциального напряжения:

$$K = K_2 = -K_1 = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}2}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\beta i_{\text{б}} R_{\text{К}}}{r_{\text{ВХ}} i_{\text{б}}} = \frac{\beta R_{\text{К}}}{2h_{11Э}}. \quad (11.3)$$

Переменная составляющая напряжения в точке B (общая точка эмиттеров транзисторов $VT1$ и $VT2$) равна половине $U_{\text{ВХ}}$. Она является входным сигналом для транзистора $VT2$, включенного по схеме с общей базой. Его входное сопротивление является элементом последовательной обратной связи по току для транзистора $VT1$, увеличивающим входное сопротивление со стороны базы этого транзистора.

Сопротивление эмиттерного перехода связано с током эмиттера транзистора соотношением

$$r_{\text{э}} = \frac{\Phi_T}{I_{\text{э}}}. \quad (11.4)$$

Для уменьшения входных токов и повышения входного сопротивления входной дифференциальный каскад переводят в режим микротоков. При этом $r_{\text{э}}(1 + \beta) \gg r_{\text{б}}$ и справедливы соотношения

$$r_{\text{ВХ}} \approx 2r_{\text{э}}(1 + \beta) \quad \text{и} \quad K = \frac{\beta R_{\text{К}}}{2r_{\text{э}}(1 + \beta)} \approx \frac{R_{\text{К}}}{2r_{\text{э}}}. \quad (11.5)$$

Выходное сопротивление реального генератора постоянного тока $R_{\text{Г}}$ не равно бесконечности. Вследствие этого даже при полной симметрии плеч наблюдаются определенные изменения $U_{\text{ВЫХ}1}$ или $U_{\text{ВЫХ}2}$ при изменении входного синфазного напряжения (рис. 11.3, а). Для оценки коэффициента передачи синфазного напряжения воспользуемся эквивалентной схемой, приведенной к одному плечу дифференциального усилителя (рис. 11.3, б).

Входное сопротивление синфазному сигналу:

$$r_{\text{сф}} = \frac{U_{\text{сф}}}{i_{\text{б}}} = \frac{r_{\text{б}} i_{\text{б}} + r_{\text{э}} i_{\text{э}} + 2R_{\text{Г}} i_{\text{э}}}{i_{\text{б}}} = r_{\text{б}} + (r_{\text{э}} + 2R_{\text{Г}})(1 + \beta) \approx 2R_{\text{Г}}(1 + \beta). \quad (11.6)$$

Коэффициент передачи синфазного напряжения:

$$K_{\text{сф}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}1}}{U_{\text{сф}}} = \frac{\beta i_{\text{б}} R_{\text{К}}}{r_{\text{сф}} i_{\text{б}}} = \frac{\beta R_{\text{К}}}{2R_{\text{Г}}(1 + \beta)} \approx \frac{R_{\text{К}}}{2R_{\text{Г}}}. \quad (11.7)$$

Важной характеристикой дифференциального усилителя является коэффициент ослабления синфазного сигнала $M_{\text{сф}}$, определяемый отношением коэффициентов усиления K и $K_{\text{сф}}$:

$$M_{\text{сф}} = \frac{K}{K_{\text{сф}}} = \frac{\frac{R_{\text{К}}}{2r_3}}{\frac{R_{\text{К}}}{2R_{\text{Г}}}} = \frac{R_{\text{Г}}}{r_3}. \quad (11.8)$$

Его часто оценивают в децибелах:

$$M_{\text{сф}}, \text{ дБ} = 20 \lg M_{\text{сф}}.$$

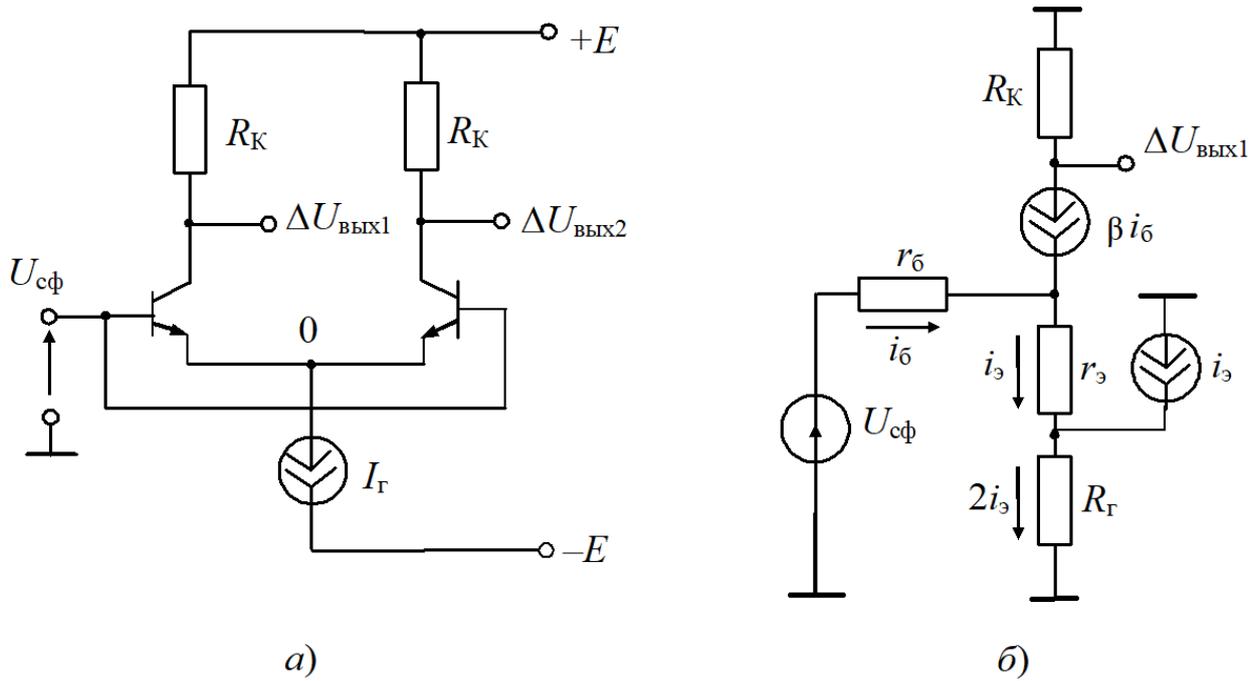


Рис. 11.3 – Схема для оценки коэффициента передачи синфазного сигнала в дифференциальном усилителе: схема электрическая (а); эквивалентная схема для расчета (б)

11.2 Стабилизаторы тока

Варианты построения схем генераторов постоянного тока (стабилизаторов тока) для дифференциального усилительного каскада приведены на рисунке 11.4 (в простейшей схеме каскада вместо генератора тока включается резистор $R_{\text{Г}}$).

В схеме на рисунке 11.4, а эмиттерный ток транзистора $VT1$ задается с помощью базового делителя и резистора R_0 :

$$I_{\text{Э}} = \left(\frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} - U_{\text{ЭБ}} \right) / R_0, \quad (11.9)$$

где $U_{\text{ЭБ}} \approx 0,7 \text{ В}$ для кремниевого транзистора. Коллекторный ток практически повторяет ток эмиттера и почти не зависит от потенциала коллектора $VT1$, поэтому

$$I_r \approx \left(\frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} - 0,7 \right) / R_0. \quad (11.10)$$

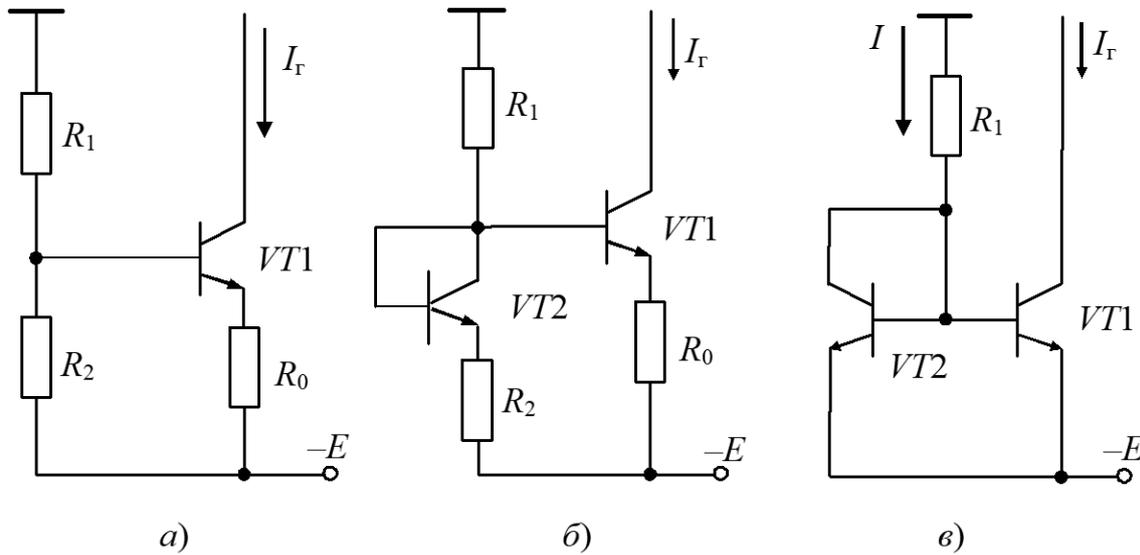


Рис. 11.4 – Варианты построения схем стабилизаторов тока: схема с базовым делителем R_1 – R_2 (а); схема с включением транзистора VT_2 в диодном включении (б); схема токового зеркала (в)

Для повышения температурной стабильности генератора тока в схеме на рисунке 11.4, б последовательно с R_2 включен транзистор VT_2 в диодном включении. Для этой схемы

$$I_r = \frac{(E - 0,7)R_2}{(R_1 + R_2)R_0}. \quad (11.11)$$

Интересно, что схема сохраняет свои функции и при выполнении условия $R_2 = R_0 = 0$ (см. рис. 11.4, в).

В этом случае ее часто называют токовым зеркалом или отражателем тока, т. к. ток I_r практически повторяет ток I , задаваемый резистором R_1 :

$$I_r \approx I = \frac{E - 0,7}{R_1}. \quad (11.12)$$

Докажем это. При одинаковых транзисторах $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ и $I_{K1} = I_{K2} = \beta I_B$.

Тогда $I = \beta I_B + 2I_B$, а $I_r = \beta I_B = \frac{\beta}{\beta + 2} I$.

Токовое зеркало находит широкое применение в схемотехнике интегральных операционных усилителей в качестве генераторов постоянного тока и динамических нагрузок транзисторных усилительных каскадов.

Выходное сопротивление отражателя тока можно рассчитать по формуле:

$$R_{\Gamma} = r_{\text{кЭ}} = \frac{U_{\text{Эрли}}}{I_{\Gamma}}, \quad (11.13)$$

где $U_{\text{Эрли}}$ – потенциал Эрли, равный 80–200 В для n - p - n -транзисторов и 40–150 В для p - n - p -транзисторов.

В схемах на рисунке 11.4, *а* и *б* выходное сопротивление выше и с ростом сопротивления R_0 стремится к величине $R_{\Gamma} = \beta r_{\text{кЭ}}$.

11.3 Операционный усилитель

Многокаскадный УПТ с дифференциальным входом и несимметричным выходом называют *операционным усилителем* (ОУ). Операционным усилитель был назван потому, что он использовался в аналоговых вычислительных машинах (еще в ламповом варианте) для выполнения операций масштабирования, суммирования и интегрирования. Пример построения ОУ приведен на рисунке 11.5. Транзисторы в диодном включении обозначены на схеме как диоды. ОУ содержит входной дифференциальный усилительный каскад на транзисторах $VT1$, $VT2$ с генератором тока $VT5$, получающим смещение с делителя R_1 , $VD1$ и динамической нагрузкой в виде «токового зеркала» на транзисторах $VT3$, $VT4$. Через согласующий эмиттерный повторитель $VT6$ сигнал поступает на выходной каскад в виде усилителя напряжения $VT7$ (схема с ОЭ) с динамической нагрузкой $VT8$ и усилитель тока на транзисторах $VT9$, $VT10$, получающий смещение с диодов $VD2$, $VD3$ для работы в режиме *AB*.

Приведенное схемное решение характерно для интегральной технологии изготовления операционных усилителей. Применение транзисторных структур в качестве динамических нагрузок не только повышает коэффициент усиления каскадов, но и уменьшает площадь, которую они занимают на поверхности кристалла по сравнению с резистивной нагрузкой.

Для повышения входного сопротивления ОУ входной каскад переводят в режим микротоков. Он дает усиление порядка ста. Основное усиление по напряжению (порядка нескольких тысяч) дает каскад на транзисторе $VT7$. Корректирующий конденсатор $C_{\text{корр}}$ делает постоянную времени каскада на транзисторе $VT7$ много большей постоянных времени других каскадов, что обеспечивает возможность охвата ОУ отрицательной обратной связью большой глубины без потери устойчивости усилителя.

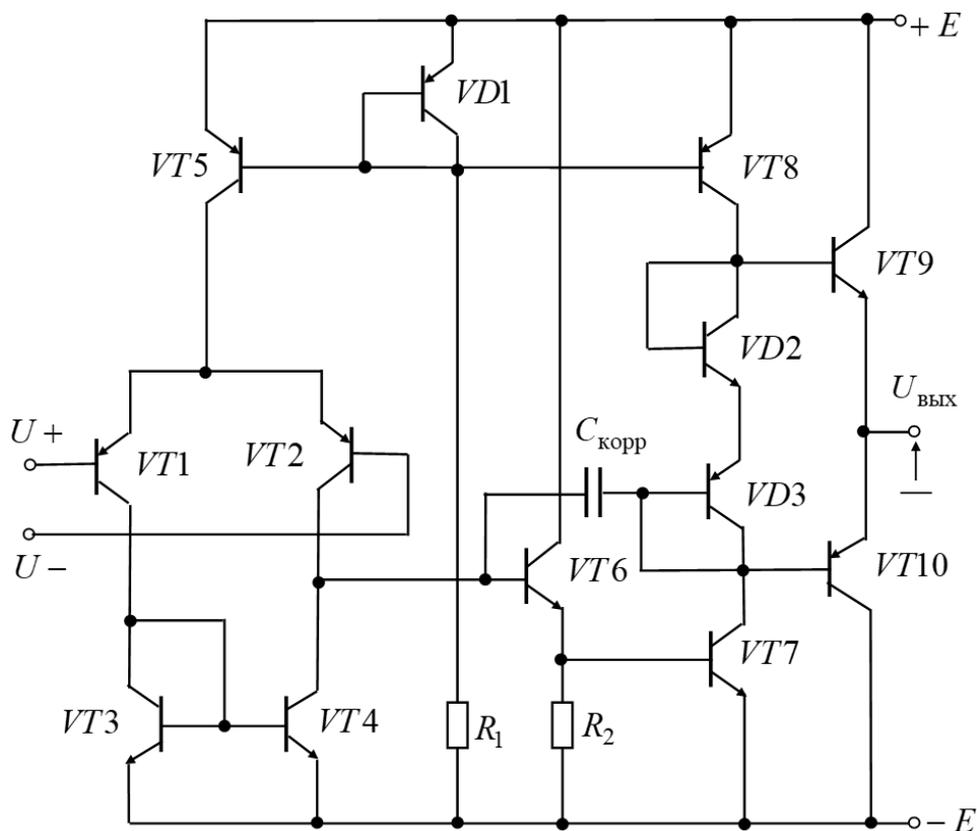


Рис. 11.5 – Вариант принципиальной схемы ОУ

11.4 Основные параметры и типовые схемы включения операционных усилителей

В линейных устройствах ОУ используются с глубокой ООС. При этом параметры схем на ОУ практически полностью определяются видом и характеристиками элементов, включенных в цепь обратной связи. ОУ стали самыми универсальными и массовыми элементами аналоговой схемотехники. Такая многофункциональность и гибкость при использовании лишь нескольких типов микросхем ОУ достигается применением самых разнообразных внешних цепей обратной связи, включающих линейные, нелинейные, пороговые, частотно-зависимые и другие элементы.

На рисунке 11.6 приведена схема включения сдвоенного ОУ с внутренней цепью частотной коррекции, выполненного на микросхеме К14ОУД20. Показана цепь балансировки нуля, с помощью которой устраняется начальный сдвиг нулевого уровня на выходе операционного усилителя. Без балансировки при нулевом напряжении на входе напряжение на выходе устройств, построенных на ОУ, иногда может составлять единицы вольт.

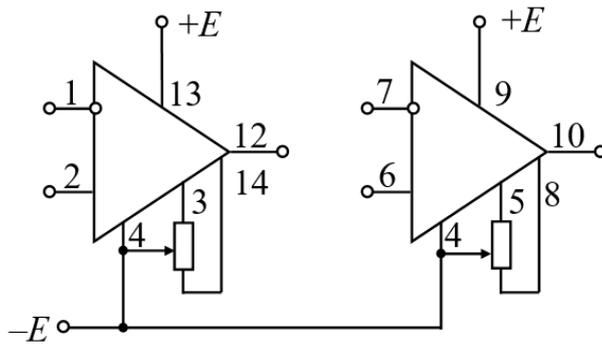


Рис. 11.6 – Схема включения ОУ

Условное графическое обозначение ОУ показано на рисунке 11.7, *а*. На этом же рисунке приведены амплитудная (11.7, *б*) и амплитудно-частотная (11.7, *в*) характеристики ОУ. Операционный усилитель имеет два входа: неинвертирующий (U_+) и инвертирующий (U_-). Уровни положительного и отрицательного ограничения приближаются по величине к напряжениям двухполярного источника питания. Возможное смещение амплитудной характеристики относительно начала координат характеризует напряжение смещения $U_{см}$. Амплитудно-частотная характеристика ОУ в области верхних частот вплоть до частоты единичного усиления f_1 спадает с таким наклоном, при котором во сколько раз изменяется частота (например, в 10 раз, т. е. на декаду), во столько же раз изменяется коэффициент усиления по напряжению K (также в 10 раз, т. е. на 20 дБ в логарифмическом масштабе).

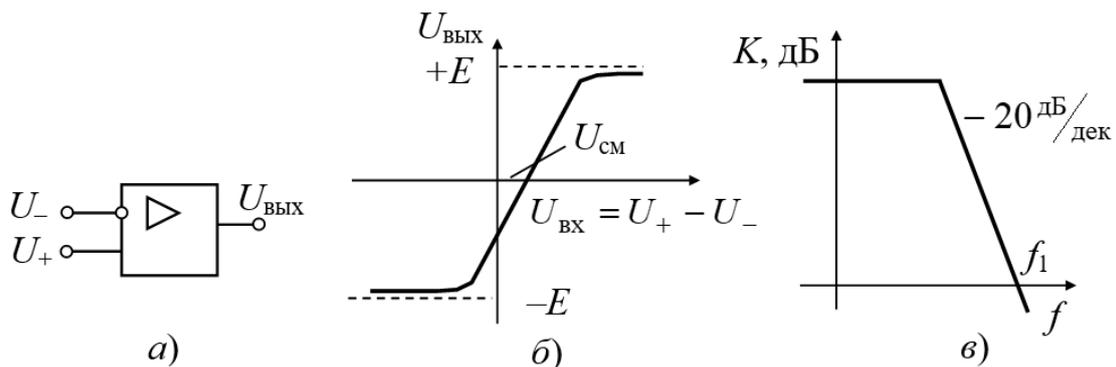


Рис. 11.7 – Основные характеристики ОУ:
УГО операционного усилителя (*а*); амплитудная характеристика ОУ (*б*);
амплитудно-частотная характеристика ОУ (*в*)

При практическом применении операционных усилителей разработчиков интересует не столько принципиальная схема ОУ, сколько схема включения и основные параметры (в скобках приведены параметры для К14ОУД20):

- 1) коэффициент усиления по напряжению ($K = 25\,000$);
- 2) входное сопротивление ($r_{\text{вх}}$ – сотни килоом);
- 3) выходное сопротивление ($r_{\text{вых}}$ – сотни ом);
- 4) напряжение смещения ($U_{\text{см}} = 1$ мВ);
- 5) входной ток ($I_{\text{вх}} = 100$ нА);
- 6) коэффициент подавления синфазного сигнала ($M_{\text{сф}} = 70$ дБ);
- 7) частота единичного усиления ($f_1 = 0,5$ МГц);
- 8) напряжение питания ($\pm E = 5 - 20$ В);
- 9) дрейф напряжения смещения $\delta U_{\text{см}} = 2$ мкВ/ $^{\circ}\text{C}$.

Упрощенный анализ устройств на ОУ будем проводить для идеального операционного усилителя, т. е. имеющего $K = \infty$, $r_{\text{вх}} = \infty$, $r_{\text{вых}} = 0$, $U_{\text{см}} = 0$, $I_{\text{вх}} = 0$, $M_{\text{сф}} = \infty$. По мере совершенствования схемотехники и технологии изготовления ОУ их характеристики все больше приближаются к идеальным.

Получим основные соотношения для типовых включений ОУ. В практических схемах в качестве Z_1 и Z_2 могут использоваться резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, а также двухполюсники, составленные из их последовательного или параллельного соединения. Потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов идеального ОУ можно считать одинаковыми, т. к. $K = \infty$.

При *инвертирующем включении* (рис. 11.8, а) через элемент Z_1 течет ток $i_1 = U_{\text{вх}} / Z_1$. Точно такой же ток течет и через Z_2 , т. к. $r_{\text{вх}} = \infty$.

Таким образом,

$$U_{\text{вых}} = -i_{\text{OC}} Z_2 = -\frac{U_{\text{вх}} Z_2}{Z_1}, \text{ а } K_{\text{OC}} = -\frac{Z_2}{Z_1}. \quad (11.14)$$

При *неинвертирующем включении* (рис. 11.8, б) по цепи ОС течет ток $i_{\text{OC}} = \frac{U_{\text{вх}}}{Z_1}$ и $U_{\text{вых}} = i_1 Z_1 + i_{\text{OC}} Z_2 = \frac{U_{\text{вх}} (Z_1 + Z_2)}{Z_1}$, откуда

$$K_{\text{OC}} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}. \quad (11.15)$$

На основе операционных усилителей путем введения внешних цепей обратной связи (в том числе и частотно-зависимых) строится большое число электронных устройств, осуществляющих эффективное преобразование электрических сигналов и широко используемых в измерительной технике. Их передаточные свойства описываются в первом приближении соотношениями (11.14) и

(11.15). Для оценки погрешностей измерительных устройств приходится учитывать влияние реальных параметров применяемых ОУ. Точность измерительных устройств сильно зависит и от класса точности элементов, используемых в цепи ООС операционного усилителя. Изучению таких устройств и оценке основных составляющих их погрешности посвящена следующая глава, в которой рассмотрены вопросы применения ОУ. С практической точки зрения эти вопросы являются наиболее важными в изучаемой дисциплине.

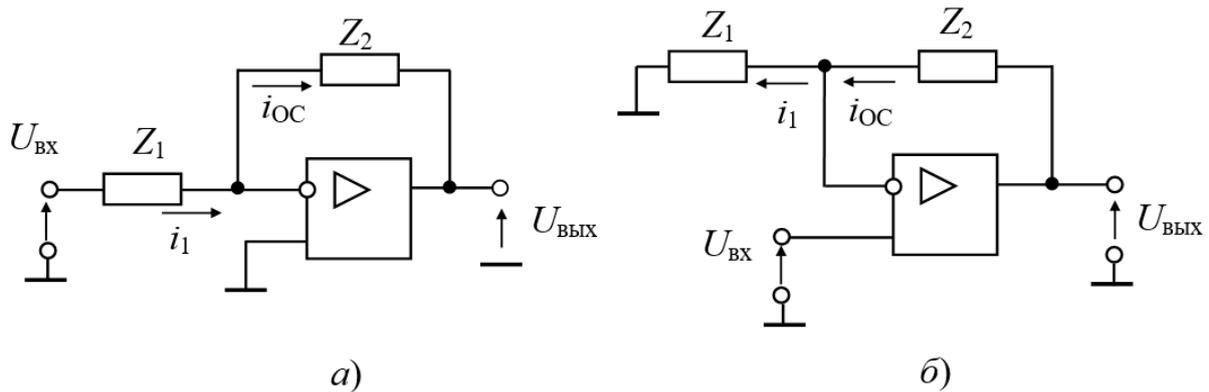


Рис. 11.8 – Типовые схемы включения ОУ: инвертирующее (а); неинвертирующее (б)



Контрольные вопросы по главе 11

1. Для усиления каких сигналов предназначен УПТ?
2. Что такое дрейф нуля УПТ?
3. В чем проявляется дрейф нуля операционного усилителя?
4. Как называются схемы для уменьшения дрейфа нуля?
5. Что такое синфазный сигнал на входе ДУ?
6. Что такое дифференциальный сигнал на входе ДУ?
7. Что называется операционным усилителем?
8. Какова структура операционного усилителя?
9. Представьте коэффициент усиления идеального ОУ.
10. Приведите входное сопротивление идеального ОУ.
11. Представьте выходное сопротивление идеального ОУ.

12 Примеры применения операционных усилителей

12.1 Инвертирующий усилитель постоянного тока

В инвертирующем УПТ (рис. 12.1, а) резистор R_3 поставлен для улучшения температурной стабильности режима (уменьшения ошибок сдвига и дрейфа нулевого уровня) и может отсутствовать. Операционный усилитель охвачен параллельной ООС по напряжению.

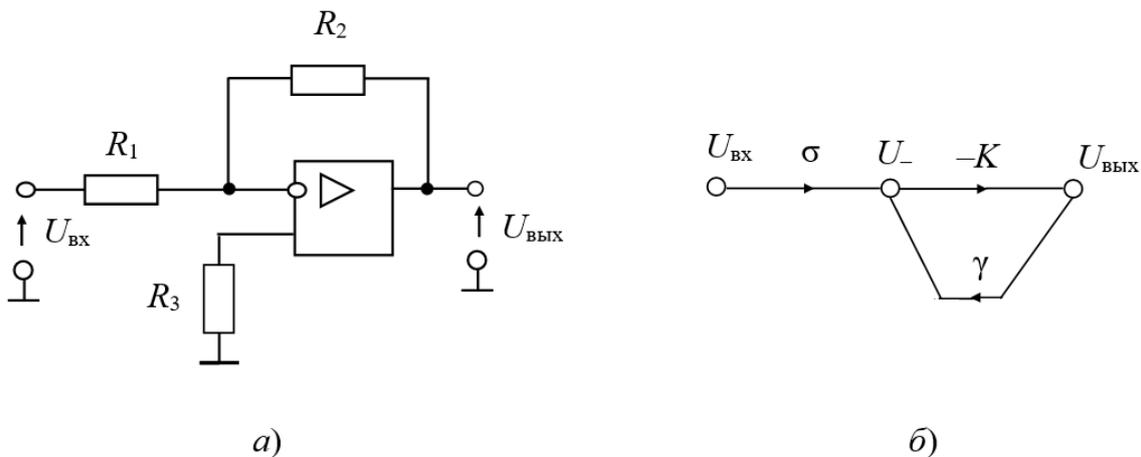


Рис. 12.1 – Схема инвертирующего масштабного УПТ: схема УПТ на основе ОУ (а); сигнальный граф прохождения сигнала (б)

$$\sigma = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ – коэффициент передачи входной цепи.}$$

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ – коэффициент обратной связи.}$$

Для идеального ОУ коэффициент усиления УПТ определяется соотношением (11.14) при $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$. Следовательно, $K_{\text{ОС}} = -\frac{R_2}{R_1}$. Такой усилитель

инвертирует входной сигнал и изменяет его масштаб пропорционально отношению сопротивлений резисторов в цепи обратной связи. В измерительной технике его называют масштабным усилителем.

Относительная погрешность коэффициента усиления за счет неидеальности резисторов (учитывающая их технологические и температурные погрешности ΔR_1 и ΔR_2):

$$\delta[\Delta R_1, \Delta R_2] = \frac{dK_{OC}}{K_{OC}} = \frac{\frac{\partial K_{OC}}{\partial R_2} dR_2 + \frac{\partial K_{OC}}{\partial R_1} dR_1}{K_{OC}} = \frac{dR_2}{R_2} - \frac{dR_1}{R_1} = \delta_{R_2} - \delta_{R_1},$$

где δ_R – относительная погрешность резисторов.

Для повышения точности масштабного усилителя в цепи ООС используются прецизионные резисторы с одинаковыми температурными коэффициентами сопротивления.

С учетом конечности коэффициента усиления K реального ОУ (см. сигнальный граф, представленный на рисунке 12.1, б) уточненное значение K_{OC} можно записать в виде:

$$K_{OC} = \frac{-\sigma K}{1 + K\gamma} = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{K\gamma}}.$$

Относительная погрешность K_{OC} за счет нестабильности коэффициента усиления K операционного усилителя зависит от глубины обратной связи ($1 + K\gamma = A = K/K_{OC}$):

$$\delta[\Delta K] = \frac{\delta_K}{1 + K\gamma},$$

где $\delta_K = \frac{\Delta K}{K}$ – относительная нестабильность коэффициента усиления операционного усилителя K . При изменении температуры окружающей среды на десятки градусов она может составлять десятки процентов.

Например, при $K = 10^5$, $K_{OC} = 100$, $\delta_K = \pm 50\%$ получаем

$$\delta[\Delta K] = \frac{50 \cdot 100}{10^5} = \pm 0,05\%.$$

Возможная величина сдвига нулевого уровня (значение выходного напряжения при нулевом входном напряжении УПТ) определяется напряжением смещения и входными токами реального ОУ (эквивалентная схема для расчета этого параметра приведена на рисунке 12.2):

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}_{\text{сдв}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left(U_{\text{см}} + I_+ R_3 - I_- \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right). \quad (12.1)$$

Резистор R_3 вводится в усилитель с целью уменьшить погрешность сдвига от входных токов I_+ и I_- . В случае равенства этих токов полная коррекция погрешности достигается при $R_3 = R_1 \parallel R_2$. Однако в общем случае входные токи

ОУ не равны друг другу. Имеется не равный нулю разностный входной ток $\Delta I_{\text{вх}} = I_+ - I_-$. Поэтому при выполнении условия компенсации можно записать соотношение (12.1) в виде:

$$\Delta U_{\text{выхсдв}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left(U_{\text{см}} + \Delta I_{\text{вх}} \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) = U_{\text{см}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \Delta I_{\text{вх}} R_2.$$

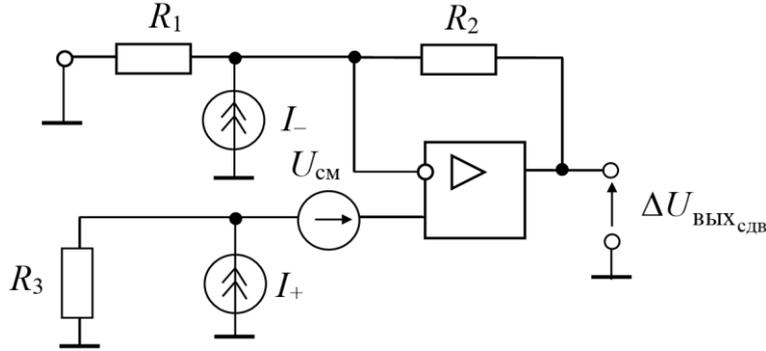


Рис. 12.2 – Эквивалентная схема для оценки сдвига нулевого уровня

С помощью балансировки нуля при комнатной температуре погрешность сдвига можно скорректировать до нуля. Но при изменении температуры окружающей среды может появиться погрешность дрейфа за счет температурной нестабильности $U_{\text{см}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$ (ΔT – диапазон изменения температуры):

$$\Delta U_{\text{выхдр}} = \delta U_{\text{см}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Delta T + \delta \Delta I_{\text{вх}} R_2 \Delta T.$$

Входное сопротивление УПТ (как усилителя с параллельной ООС):

$$R_{\text{вх}} = R_1 + r_{\text{вх}} \left\| \frac{R_2}{1 + K} \right. \approx R_1.$$

Выходное сопротивление УПТ (как усилителя с ООС по напряжению):

$$R_{\text{вых}} = \frac{r_{\text{вых}}}{1 + K\gamma}.$$

Если передаточная функция операционного усилителя описывается выражением

$$K(p) = \frac{K}{1 + p\tau_{\text{oy}}},$$

где $\tau_{\text{oy}} = K/2\pi f_1$ – постоянная времени ОУ, то передаточную функцию инвертирующего УПТ можно записать в виде:

$$K_{OC}(p) = \frac{-R_2/R_1}{1 + p \frac{\tau_{oy}}{1 + K\gamma}}$$

Верхняя граничная частота полосы пропускания УПТ на уровне 3 дБ определяется соотношением:

$$f_B = \frac{f_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Она тем меньше, чем больше коэффициент усиления УПТ.

12.2 Неинвертирующий усилитель постоянного тока

В неинвертирующем УПТ (рис. 12.3, а) операционный усилитель охвачен последовательной ООС по напряжению. С учетом конечности величины K реальных ОУ сигнальный граф неинвертирующего УПТ можно представить в виде, показанном на рисунке 12.3, б.

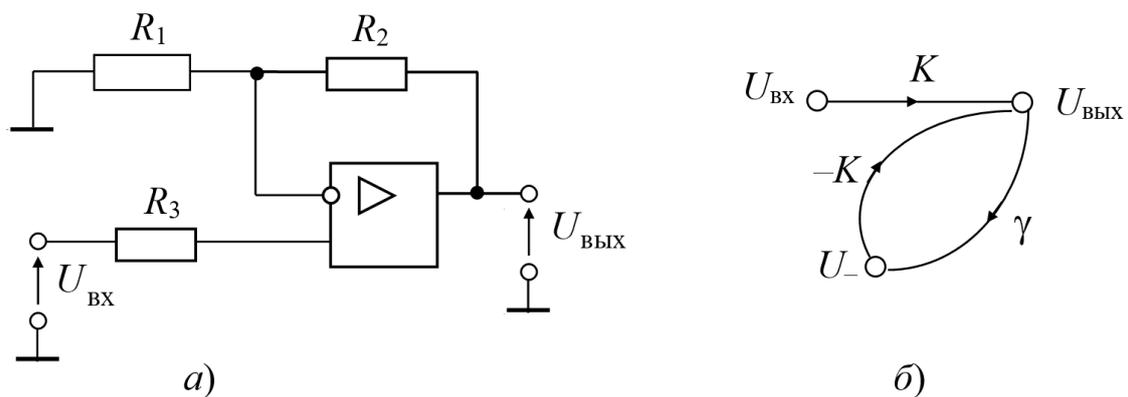


Рис. 12.3 – Схема неинвертирующего УПТ (а) и ее сигнальный граф (б)

Для идеального ОУ коэффициент усиления равен (см. выражение (11.15)

при $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$) $K_{OC} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

Коэффициент усиления УПТ с учетом конечности K :

$$K_{OC} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{K\gamma}}$$

Относительная погрешность коэффициента усиления УПТ за счет неидеальности резисторов в цепи ОС:

$$\delta[\Delta R_1, \Delta R_2] = \frac{dK_{OC}}{K_{OC}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\delta_{R_2} - \delta_{R_1}).$$

Входное сопротивление неинвертирующего УПТ (оно существенно больше входного сопротивления инвертирующего УПТ за счет последовательной ООС по напряжению):

$$R_{ВХ} = [r_{сф} \parallel r_{ВХ} (1 + K\gamma)] + R_3.$$

Соотношения для оценки сдвига и дрейфа нулевого уровня такие же, как для инвертирующего УПТ (сравните схемы на рисунках 12.1 и 12.2 при закороченном $U_{ВХ}$):

$$\Delta U_{ВЫХ_{сдв}} = U_{см} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \Delta I_{ВХ} R_2 \text{ при } R_3 = R_1 \parallel R_2;$$

$$\Delta U_{ВЫХ_{др}} = \delta U_{см} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Delta T + \delta \Delta I_{ВХ} R_2 \Delta T.$$

Не отличаются от выражений, полученных для инвертирующего УПТ, соотношения для оценки выходного сопротивления и полосы пропускания неинвертирующего УПТ:

$$R_{ВЫХ} = \frac{r_{ВЫХ}}{1 + K\gamma} \quad \text{и} \quad f_B = \frac{f_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}.$$

Достоинство неинвертирующего УПТ – большое входное сопротивление, недостаток по сравнению с инвертирующим – дополнительная погрешность сдвига за счет синфазного сигнала на входе ОУ:

$$\Delta U_{ВЫХ_{сф}} = \frac{U_{ВХ}}{M_{сф}} K_{OC}.$$

Идеальным согласующим элементом является повторитель напряжения (рис. 12.4). Это частный случай неинвертирующего УПТ при $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$.

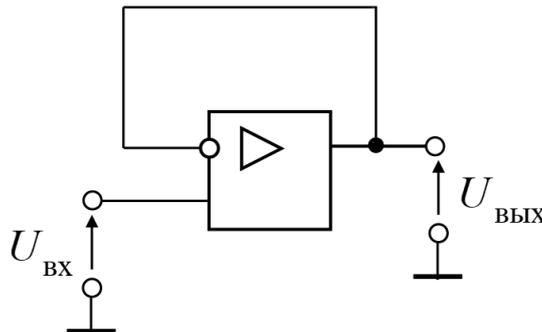


Рис. 12.4 – Схема повторителя напряжения

Для повторителя напряжения основные соотношения можно записать в следующем виде:

$$K_{OC} = 1; \quad \gamma = 1; \quad R_{BX} = r_{c\phi} \parallel r_{BX} (1 + K); \quad R_{ВЫХ} = \frac{r_{ВЫХ}}{1 + K}; \quad \Delta U_{ВЫХ\text{сдв}} = U_{CM};$$

$$\Delta U_{ВЫХ\text{др}} = \delta U_{CM} \Delta T; \quad \delta[\Delta K] = \frac{\delta K}{1 + K}; \quad f_B = f_1.$$

Повторитель напряжения обладает большим входным сопротивлением (практически бесконечным), практически нулевым выходным сопротивлением, широкой полосой пропускания, малой величиной сдвига и дрейфа нулевого уровня.

12.3 Дифференциальный УПТ

Выходное напряжение устройства, представленного на рисунке 12.5, определяется соотношением:

$$U_{ВЫХ} = U_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_1 \frac{R_2}{R_1}.$$

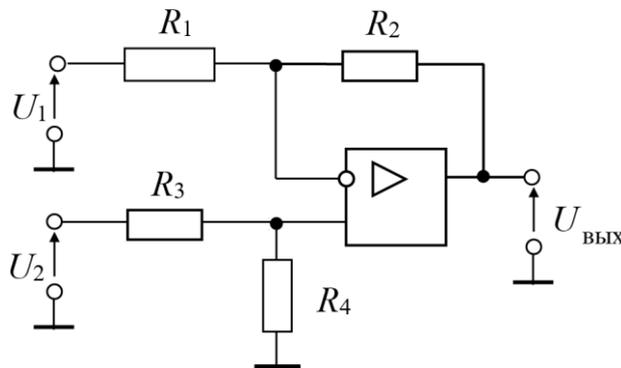


Рис. 12.5 – Схема дифференциального УПТ

При одинаковом отношении сопротивлений

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \tag{12.2}$$

получаем

$$U_{ВЫХ} = (U_2 - U_1) \frac{R_2}{R_1},$$

т. е. напряжение на выходе УПТ пропорционально разности входных напряжений и усилитель становится дифференциальным.

Напряжение смещения и входные токи реального ОУ вызовут в этом усилителе сдвиг выходного напряжения на величину

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}_{\text{сдв}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left(U_{\text{см}} + I_+ \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} - I_- \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right).$$

Сдвиг за счет входных токов уменьшается при выполнении условия:

$$R_3 \parallel R_4 = R_1 \parallel R_2. \quad (12.3)$$

Одновременное выполнение условий (12.2) и (12.3) обеспечивается при равенстве сопротивлений $R_1 = R_3$ и $R_2 = R_4$. В этом случае сдвиг имеет минимальное значение:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}_{\text{сдв}}} = U_{\text{см}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \Delta I_{\text{ВХ}} R_2.$$

Недостатками простой схемы дифференциального усилителя являются малое входное сопротивление и трудность регулировки коэффициента усиления. От этих недостатков свободен измерительный усилитель (рис. 12.6). Неинвертирующее включение $DA1$ и $DA2$ обеспечивает большое входное сопротивление по обоим входам. Разность потенциалов ($U_3 - U_4$) можно определить как

$$U_3 - U_4 = I(R + \varepsilon R + R) = \frac{U_2 - U_1}{\varepsilon R} (2R + \varepsilon R) = \left(1 + \frac{2}{\varepsilon} \right) (U_2 - U_1).$$

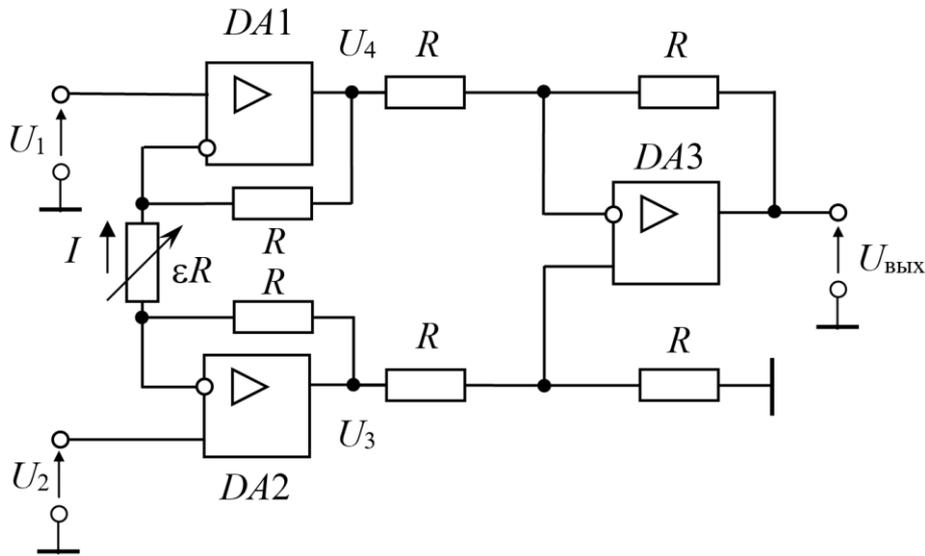


Рис. 12.6 – Схема измерительного УПТ

Выходное напряжение повторяет эту разность:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_3 \frac{R}{R + R} \left(1 + \frac{R}{R} \right) - U_4 \frac{R}{R} = U_3 - U_4.$$

Следовательно,

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_3 - U_4 = \left(1 + \frac{2}{\varepsilon}\right)(U_2 - U_1) = K_{\text{ОС}}(U_2 - U_1).$$

Входные сопротивления по обоим входам можно считать равными бесконечности. С помощью переменного сопротивления εR можно плавно менять коэффициент усиления измерительного усилителя. При реализации усилителя в виде интегральной микросхемы требуется подключение только переменного резистора εR .

12.4 Аналоговый сумматор

Схема, приведенная на рисунке 12.7, позволяет просуммировать три аналоговых входных напряжения U_1, U_2, U_3 . Так как инвертирующий вход ОУ является точкой кажущейся земли ($U_- \approx 0$), можно определить токи во входных цепях $i_1 = U_1 / R_1$, $i_2 = U_2 / R_2$, $i_3 = U_3 / R_3$. Так как входное сопротивление идеального ОУ равно бесконечности, суммарный ток протекает через $R_{\text{ОС}}$ и создает на нем падение напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -iR_{\text{ОС}} = -(i_1 + i_2 + i_3)R_{\text{ОС}} = -\left(\frac{R_{\text{ОС}}}{R_1}U_1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R_2}U_2 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R_3}U_3\right),$$

т. е. выходное напряжение пропорционально сумме входных напряжений (с соответствующими масштабными коэффициентами).

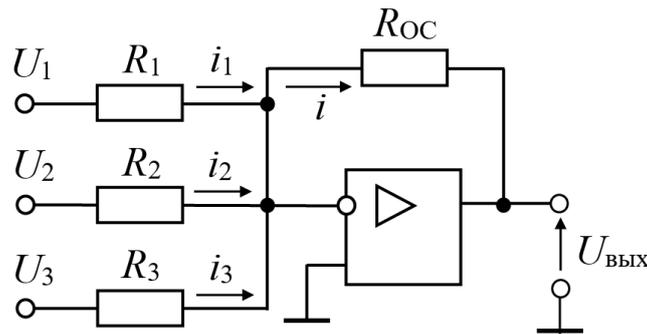


Рис. 12.7 – Схема аналогового сумматора на ОУ

Для уменьшения влияния входных токов ОУ между неинвертирующим входом и общим выводом желательно поставить сопротивление $R_4 = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_{\text{ОС}}$. Тогда погрешность сдвига и дрейфа выходного напряжения можно определить по формулам:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ СДВ}} = U_{\text{СМ}} \left(1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3} \right) + \Delta I_{\text{ВХ}} R_{\text{ОС}};$$

$$\Delta U_{\text{ВЫХ СДВ}} = \delta U_{\text{СМ}} \left(1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3} \right) \Delta T + \delta \Delta I_{\text{ВХ}} R_{\text{ОС}} \Delta T.$$

12.5 Аналоговый интегратор

Для идеального операционного усилителя коэффициент передачи устройства, показанного на рисунке 12.8, а, определяется соотношением

$$K_{\text{ОС}}(p) = -\frac{1}{pRC} = -\frac{1}{p\tau}, \quad (12.4)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени.

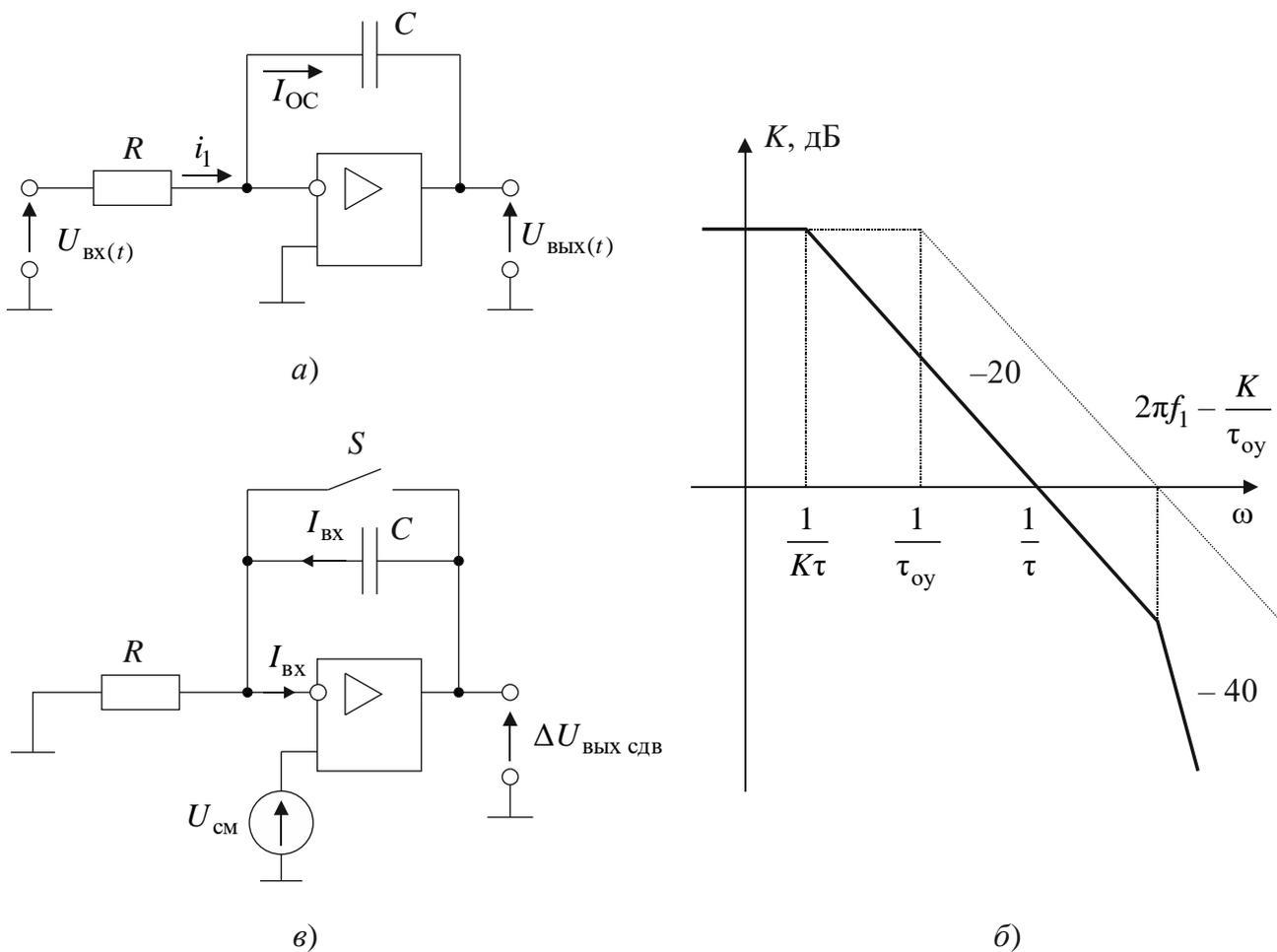


Рис. 12.8 – Аналоговый интегратор: схема инвертирующего интегратора на ОУ (а); ЛАЧХ коэффициента передачи интегратора (б); эквивалентная схема для оценки сдвига и дрейфа нуля (в)

Передаточная функция (12.4) соответствует идеальному интегратору. ЛАЧХ его коэффициента передачи идет с наклоном -20 дБ/дек, пересекая ось абсцисс при $\omega = 1/\tau$. Для интегратора справедливы соотношения: $i_1 = U_{\text{вх}} / R$ и

$$i_{\text{OC}} = C \cdot dU_{\text{вых}}(t) / dt, \text{ поэтому } U_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}}(t) dt.$$

Оценим петлевое усиление контура ООС в интеграторе с учетом конечности коэффициента передачи реального ОУ:

$$T(p) = K(p) \cdot \gamma(p) = \frac{K}{1 + p\tau_{\text{oy}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau}},$$

где $K(p) = \frac{K}{1 + p\tau_{\text{oy}}}$ – передаточная функция операционного усилителя;

$$\gamma(p) = \frac{R}{R + \frac{1}{pC}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau}} \text{ – коэффициент передачи цепи обратной связи.}$$

Для реального ОУ передаточную функцию интегратора можно записать в виде:

$$K_{\text{OC}}(p) = \frac{-\frac{1}{pRC}}{1 + \frac{1}{T(p)}} \approx \frac{-K}{(1 + p\tau K) \left(1 + p \frac{\tau_{\text{oy}}}{K}\right)}. \quad (12.5)$$

ЛАЧХ реального интегратора, построенная по выражению (12.5), приведена на рисунке 12.8, б (там же пунктиром изображена ЛАЧХ ОУ). Ниже частоты $1/K\tau$ она идет на уровне K дБ, а выше частоты единичного усиления ОУ увеличивает наклон до -40 дБ/дек. Таким образом, полоса рабочих частот реального интегратора отличается от идеального интегратора (у него ЛАЧХ сохраняет наклон -20 дБ/дек на всех частотах) на низких частотах за счет конечности величины коэффициента усиления операционного усилителя K , на высоких – за счет конечной величины частоты единичного усиления f_1 реального ОУ.

Ошибку смещения нуля можно определить как напряжение на выходе схемы рисунка 12.8, в при размыкании ключа S :

$$\Delta U_{\text{вых,сдв}} = U_{\text{см}} + \frac{1}{\tau} \int U_{\text{см}} dt + \frac{1}{C} \int I_{\text{вх}} dt = U_{\text{см}} + \frac{U_{\text{см}} t}{\tau} + \frac{I_{\text{вх}} t}{C}.$$

Следовательно, после создания нулевых начальных условий напряжение на конденсаторе линейно нарастает, пока ОУ не перейдет в насыщение. Эта

ошибка ограничивает максимальное время интегрирования. Для ее уменьшения необходимо или периодически разряжать C аналоговым ключом (так поступают при интегрировании импульсных сигналов), или параллельно C поставить резистор R_1 (так поступают при интегрировании синусоидальных сигналов). В последнем случае $U_{\text{ВЫХ}_{\text{СДВ}}} = U_{\text{СМ}}(1 + R_1/R) + I_{\text{ВХ}}R_1$, но полоса рабочих частот сужается (от $1/2\pi R_1C$ до f_1 , тогда как раньше интегрирование было возможно от $1/2\pi K\tau$ до f_1).

Переходная характеристика интегратора представляет собой линейно изменяющееся напряжение, идущее с наклоном минус $U_{\text{ВХ}}/\tau$, где $U_{\text{ВХ}}$ – амплитуда ступеньки, подаваемой на вход. Это свойство интегратора используется в генераторе прямоугольного и треугольного напряжений, схема которого приведена на рисунке 12.9, а. Операционный усилитель $DA1$ работает как компаратор, переключаясь с $+E$ к $-E$ всякий раз, когда напряжение на неинвертирующем входе, изменяющееся за счет работы интегратора $DA2$, переходит нулевое значение.

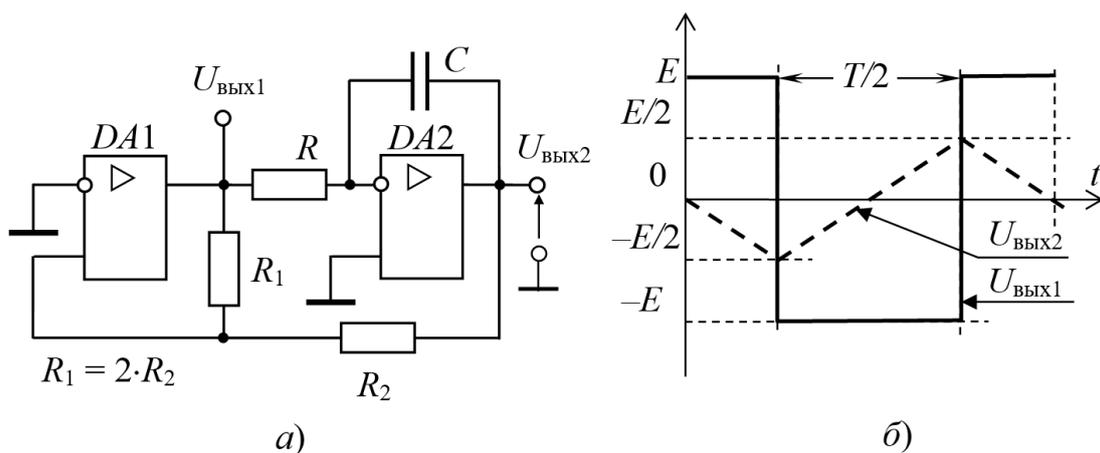


Рис. 12.9 – Схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) генератора напряжений прямоугольной и треугольной формы

При отрицательном напряжении на выходе $DA1$ ($U_{\text{ВЫХ}1} = -E$) напряжение на выходе интегратора линейно нарастает со скоростью E/τ . Когда выполняется условие $U_{\text{ВЫХ}2}/R_2 = U_{\text{ВЫХ}1}/R_1$, т. е. при $U_{\text{ВЫХ}2} = E/2$, схема переключается в другое состояние и напряжение на выходе интегратора с той же скоростью изменяется в противоположном направлении до $-E/2$ (рис. 12.9, б).

Из условия $\frac{E}{\tau} \cdot \frac{T}{2} = E$ получаем соотношение для оценки периода генерируемых колебаний:

$$T = 2\tau = 2RC.$$

12.6 Усилители переменного напряжения

В усилителях переменного напряжения на ОУ возможно применение разделительных конденсаторов. В инвертирующем УНЧ на операционном усилителе (рис. 12.10, а) по постоянному току ОУ охвачен стопроцентной ООС и сдвиг выходного напряжения невелик:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ СДВ}} = U_{\text{СМ}} + I_{\text{ВХ}} R_2.$$

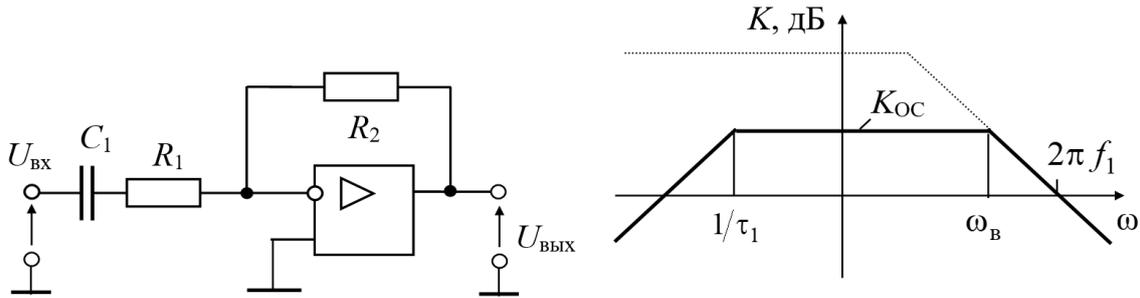


Рис. 12.10 – Схема инвертирующего УНЧ

Вследствие этого отпадает необходимость балансировки нуля и возможно подключение нагрузки без разделительного конденсатора. Коэффициент передачи УНЧ для идеального операционного усилителя:

$$K_{\text{ОС}}(p) = -\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{-R_2}{R_1 + \frac{1}{pC_1}} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{p\tau_1}},$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$.

ЛАЧХ коэффициента усиления приведена на рисунке 12.10, б. Пунктиром изображена ЛАЧХ ОУ. Полоса пропускания УНЧ на уровне 3 дБ идет от

$$f_{\text{Н}} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \text{ до } f_{\text{В}} = \frac{f_1}{1 + R_2/R_1}.$$

В неинвертирующем УНЧ (рис. 12.11, а) наряду с разделительным конденсатором C_2 включен конденсатор C_1 для уменьшения сдвига и дрейфа нуля на выходе ОУ (в этом случае обратная связь на постоянном токе стопроцентная и значительно глубже, чем на переменном).

При $R_2 = R_3$ сдвиг нуля определяется как

$$\Delta U_{\text{ВЫХ СДВ}} = U_{\text{СМ}} + \Delta I_{\text{ВХ}} R_2.$$

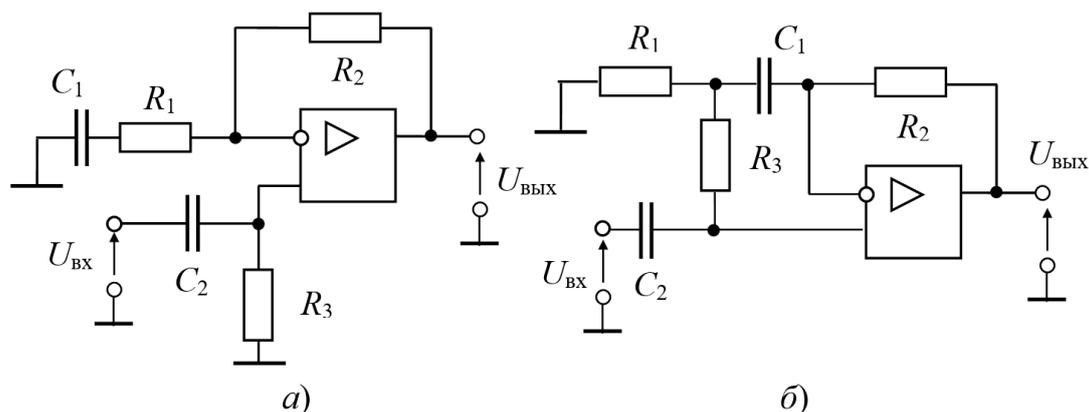


Рис. 12.11 – Варианты схем неинвертирующих УНЧ

Коэффициент усиления по напряжению в рабочем диапазоне частот равен $K_{OC} = 1 + R_2/R_1$. Входное сопротивление $R_{вх} = R_3$.

Большую величину входного сопротивления обеспечивает схема, представленная на рисунке 12.11, б. Резистор R_3 по переменной составляющей включен между входами ОУ, напряжение между которыми близко к нулю. Поэтому входной ток почти не течет в R_3 . В этой схеме $R_{вх} = A \cdot R_3 = \frac{K}{K_{OC}} R_3$.

12.7 Усилители с токовым выходом

При измерении постоянных напряжений с помощью токового прибора (миллиамперметра) возникают погрешности за счет влияния измерительной цепи на измеряемую, изменения сопротивления медной рамки прибора при изменении температуры окружающей среды. В вольтметрах переменного напряжения к ним добавляются погрешности за счет падения напряжения на диодах выпрямителя.

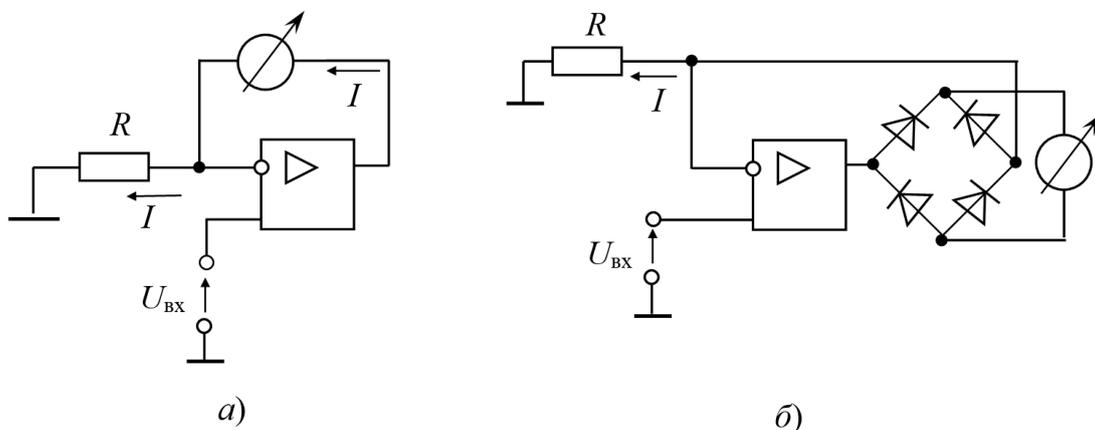


Рис. 12.12 – Преобразователи напряжение – ток: вольтметр постоянного тока (а); вольтметр переменного тока (б)

Применение операционных усилителей (рис. 12.12) позволяет существенно уменьшить перечисленные погрешности и построить милливольтметры постоянного и переменного напряжения. Применение неинвертирующего включения ОУ обеспечивает большое входное сопротивление измерительной цепи. Поэтому при ее подключении величина $U_{\text{вх}}$ не изменяется. Так как разность потенциалов между входами ОУ практически равна нулю, ток через калибровочный резистор R определяется соотношением $I = U_{\text{вх}} / R$. Такой же ток течет через стрелочный прибор (миллиамперметр), подключенный в цепь ООС операционного усилителя. Величина этого тока не зависит от сопротивления рамки токового прибора и других сопротивлений, последовательно с ней включенных (в частности, диодов выпрямительной схемы). С помощью резистора R легко изменять шкалу прибора.

В схеме вольтметра переменного напряжения в момент перехода измеряемого напряжения через ноль цепь обратной связи ОУ разомкнута, поэтому напряжение на выходе ОУ быстро достигает порога отпирания диодов. Следовательно, ошибка за счет напряжения отпирания диодов уменьшается в K раз.

Схема дифференциального усилителя с токовым выходом приведена на рисунке 12.13. Наряду с ООС в ней используется ПОС с выхода ОУ на неинвертирующий вход.

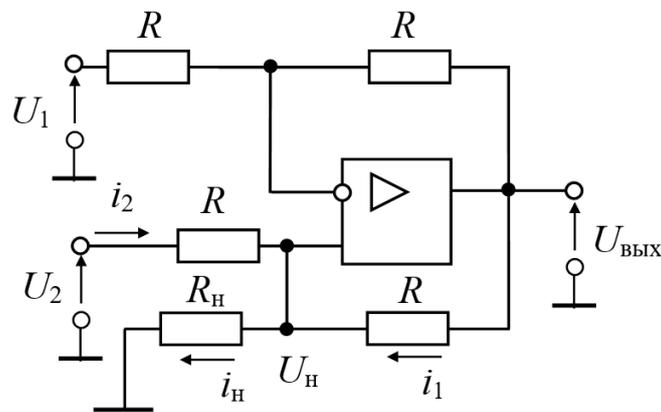


Рис. 12.13 – Схема усилителя с токовым выходом

Напряжение на выходе операционного усилителя:

$$U_{\text{ВЫХ}} = 2U_{\text{Н}} - U_1.$$

Подставив это выражение в уравнение тока нагрузки $i_{\text{Н}} = i_2 + i_1$, получаем:

$$i_{\text{Н}} = \frac{U_2 - U_{\text{Н}}}{R} + \frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{Н}}}{R} = \frac{U_2 + U_{\text{ВЫХ}} - 2U_{\text{Н}}}{R} = \frac{U_2 - U_1}{R},$$

т. е. ток i_H не зависит от сопротивления нагрузки и пропорционален разности входных напряжений. Устройство выполняет функцию стабилизатора тока.

12.8 Усилители тока

Усилители тока предназначены для преобразования малых токов в напряжение. Простейший способ преобразовать ток в напряжение – пропустить этот ток через резистор с известным сопротивлением. Однако при этом для увеличения чувствительности при измерении малых токов приходится существенно увеличивать сопротивление резистора, что

- приводит к нежелательному воздействию измерительной цепи на измеряемую;
- требует повышения входного сопротивления последующих каскадов;
- увеличивает инерционность цепи, вызываемую действием паразитных емкостей, в частности соединительной линии.

Усилители тока на ОУ (рис. 12.14) позволяют в значительной мере избавиться от перечисленных недостатков. Коэффициент преобразования схемы (рис. 12.14, а) определяется соотношением $U_{\text{ВЫХ}}/I_c = R$. Для схемы (рис. 12.14, б) он равен $R_1 + R_2 + R_1R_2/R_3$ и позволяет избежать использования слишком больших сопротивлений.

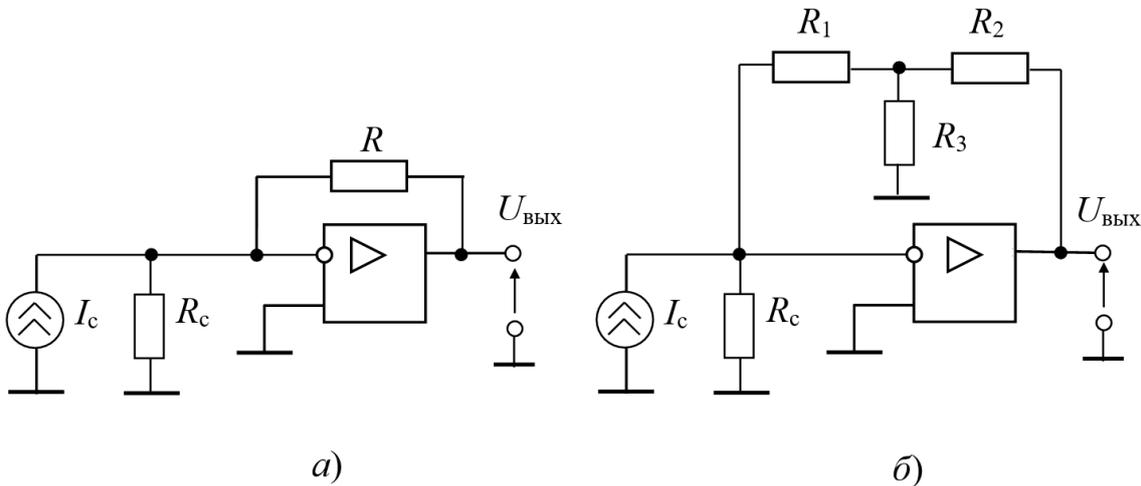


Рис. 12.14 – Схемы преобразователей тока в напряжение

Входное сопротивление усилителя тока весьма мало: $R_{\text{ВХ}} = r_{\text{ВХ}} \parallel \frac{R}{1+K}$, где $r_{\text{ВХ}}$ – входное сопротивление ОУ. Поэтому усилитель не оказывает обратного

влияния на измеряемую цепь и обеспечивает малую постоянную времени входной цепи.

Если к усилителю тока не предъявляется требование высокого быстродействия, рекомендуется включать конденсатор между инвертирующим входом и выходом ОУ с целью уменьшения напряжения шумов на выходе.

12.9 Амплитудный детектор

Амплитудный детектор (рис. 12.15) предназначен для формирования постоянного выходного напряжения, пропорционального амплитуде входного переменного или импульсного напряжения. Основными элементами устройства являются диод $VD1$ и запоминающий конденсатор C . Использование ОУ позволяет измерять амплитуды малых входных напряжений, исключить погрешность за счет прямого падения напряжения на диоде $VD1$, увеличить нагрузочную способность. $DA2$ работает как повторитель напряжения на конденсаторе C , предотвращая его разряд током нагрузки и током обратной связи через резистор R . $DA1$ работает как компаратор, непрерывно сравнивая выходное напряжение со входным.

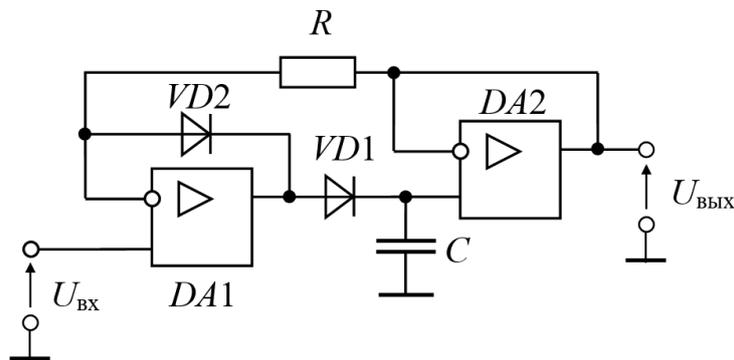


Рис. 12.15 – Амплитудный детектор положительного уровня

Пусть на вход амплитудного детектора подается последовательность прямоугольных импульсов положительной полярности. Подача $U_{\text{ВХ}} > 0$ при $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ переводит $DA1$ в режим положительного ограничения. Конденсатор C заряжается через открывшийся диод $VD1$. С ростом напряжения на конденсаторе растет $U_{\text{ВЫХ}}$ и напряжение на инвертирующем входе $DA1$. Как только оно чуть превысит амплитуду $U_{\text{ВХ}}$, напряжение на выходе $DA1$ резко уменьшается и диод $VD1$ закрывается. Схема переходит в режим хранения, при котором $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ max}}$. В интервале между импульсами диод $VD2$ ограничивает выходное напряжение $DA1$, предотвращая его насыщение.

В амплитудных детекторах необходимо предусматривать цепи, производящие периодический разряд запоминающего конденсатора, чтобы затем обновлять информацию об амплитуде входного напряжения.

12.10 Выпрямитель среднего значения

Выпрямители среднего значения дают на выходе напряжение, постоянная составляющая которого пропорциональна среднему значению выпрямленного входного напряжения. Использование ОУ в точных выпрямителях преследует цель уменьшить погрешности преобразования, обусловленные неидеальными вольт-амперными характеристиками диодов.

Когда входное напряжение положительно (рис. 12.16), оно через резистор R_2 проходит на вход повторителя, собранного на ОУ $DA2$, и таким образом получаем $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$. Диод $VD2$ при этом закрыт и напряжение с выхода ОУ $DA1$ никак не влияет на состояние $DA2$. При отрицательном входном напряжении диод $VD2$ открывается и повторитель на ОУ $DA2$ оказывается подключенным к выходу ОУ $DA1$. Обратная связь в этом случае замыкается через резистор R_3 , и выходное напряжение равно $-U_{\text{вх}} R_3 / R_1$. Если $R_3 = R_1$, то в целом для рассматриваемого выпрямителя получим $U_{\text{вых}} = |U_{\text{вх}}|$, т. е. выходное напряжение оказывается равным абсолютному значению входного. При любом знаке входного сигнала выпрямитель имеет близкое к нулю выходное сопротивление. Требуется только два прецизионных резистора.

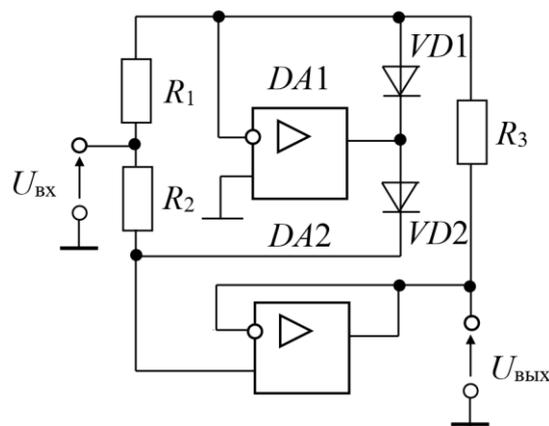


Рис. 12.16 – Схема прецизионного выпрямителя

12.11 Преобразователи сопротивления в напряжение

Преобразователи сопротивления в напряжение (ПСН) находят применение при построении омметров и измерительных приборов с резистивными первичными преобразователями. При неизменном токе падение напряжения на резисторе пропорционально его сопротивлению. Таким образом, ПСН можно построить, включая преобразуемое сопротивление в цепь нагрузки стабилизатора тока. Применение ОУ позволяет реализовать такие требования, как возможность заземления преобразуемого сопротивления, исключение погрешности от сопротивления соединительных проводников, снижение выходного сопротивления ПСН и т. д.

ПСН с двухпроводной линией связи применяются в тех случаях, когда преобразованию подлежат большие сопротивления или когда преобразуемое сопротивление R_x находится в непосредственной близости от преобразователя. В ПСН по схеме на рисунке 12.17 стабилизатор тока содержит ОУ $DA1$, работающий в режиме повторителя напряжения, стабилитрон $VD1$, обеспечивающий опорное напряжение U_0 , полевой транзистор $VT1$ и резистор R_0 . Напряжение между входами ОУ можно считать равным нулю, так что напряжения на стабилитроне и резисторе R_0 одинаковы и противоположно направлены. Это означает, что стабилизируемый ток равен U_0 / R_0 . Суммарный ток через стабилитрон и резистор R_0 задается источником тока на полевом транзисторе $VT1$, у которого затвор соединен с истоком. Выходное напряжение, равное $U_0 R_x / R_0$, снимается с выхода ОУ, благодаря чему обеспечивается низкое выходное сопротивление ПСН. Изменение пределов измерения осуществляется с помощью сопротивления R_0 .

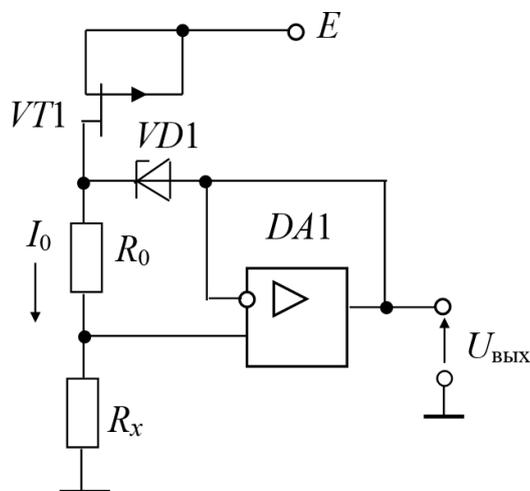


Рис. 12.17 – Схема ПСН с двухпроводной линией связи

Существенное снижение погрешностей, вызванных влиянием проводов соединительной линии при работе с удаленным датчиком, обеспечивает ПСН с четырехпроводной линией связи (рис. 12.18). Повторитель напряжения, выполненный на ОУ, поддерживает равным нулю напряжение на низкопотенциальном выводе резистора R_x . Благодаря этому исключается зависимость выходного напряжения ПСН от падения напряжения на проводе r_3 соединительной линии. Сопротивления проводов r_1 , r_2 , r_4 не сказываются на $U_{\text{вых}}$, поскольку они включены последовательно с большими сопротивлениями (выходное сопротивление источника тока и входные сопротивления ОУ и последующего усилителя).

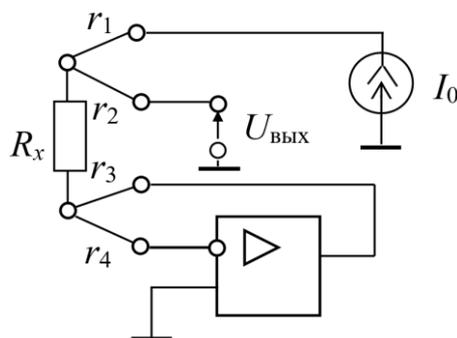


Рис. 12.18 – Схема ПСН с четырехпроводной линией связи

Мостовые ПСН используют для работы с резистивными датчиками, в которых измеряемая величина преобразуется в неравновесие четырехплечего моста. Задачи, решаемые при построении мостовых ПСН, – это уменьшение погрешности от сопротивлений соединительных проводников и снижение требований к усилителям выходных сигналов датчиков.

Типичный пример построения мостового ПСН (рис. 12.19, а) использует шестипроводную линию связи и предполагает применение дифференциального усилителя с большими входными сопротивлениями для усиления выходного

напряжения
$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0(R_1R_4 - R_2R_3)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}$$
.

Более совершенным является ПСН по схеме на рисунке 12.19, б. Здесь достаточно пятипроводной линии, а усилитель может быть недифференциальным. На верхнюю вершину моста a с помощью $DA1$ подано напряжение U_0 . На нижней же вершине b с помощью $DA2$ поддерживается такое напряжение, при котором обеспечивается равенство нулю потенциала на левой вершине моста. А это равенство может быть достигнуто только при условии, что $U_b = -U_0R_2 / R_1$. Выходное напряжение в данном случае будет определяться выражением:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_a \frac{R_4}{R_3 + R_4} + U_b \frac{R_3}{R_3 + R_4} = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}.$$

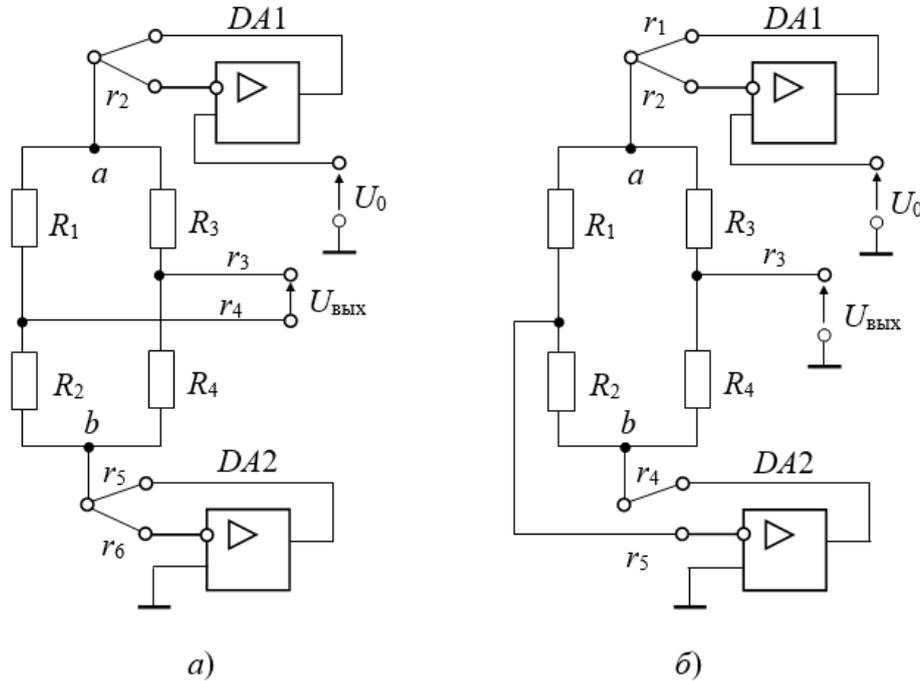


Рис. 12.19 – Варианты схем мостовых ПСН

Простой пример мостового ПСН показан на рисунке 12.20. Резисторы R_1 должны быть равными, а сопротивление R подбирается равным сопротивлению датчика (он включен в цепь обратной связи ОУ) при $U_{\text{ВЫХ}} = 0$. Выходное напряжение определяется суммарным воздействием источника напряжения U_0 со стороны неинвертирующего и инвертирующего входа операционного усилителя:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_0 R}{R_1 + R} \cdot \frac{R_1 + R + \Delta R}{R_1} - U_0 \cdot \frac{R + \Delta R}{R_1} = -\frac{U_0 \cdot \Delta R}{R_1 + R}.$$

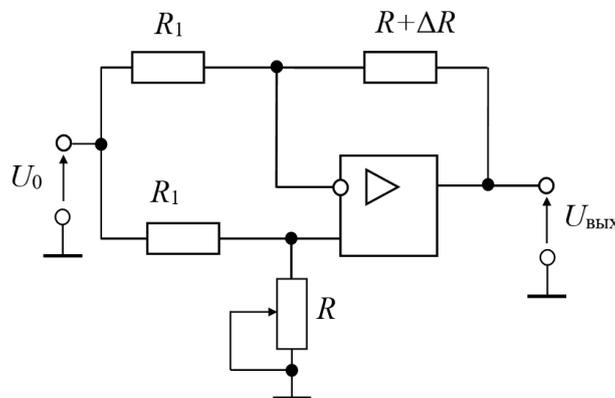


Рис. 12.20 – Схема мостового измерительного преобразователя

12.12 Пример расчета погрешностей измерительного УПТ

Рассмотрим пример расчета масштабирующего инвертирующего УПТ, предназначенного для усиления сигнала датчика тока (шунт со шкалой выходного напряжения 75 мВ) до уровня, необходимого для работы аналого-цифрового преобразователя со шкалой входного аналогового сигнала 10 В (рис. 12.21).

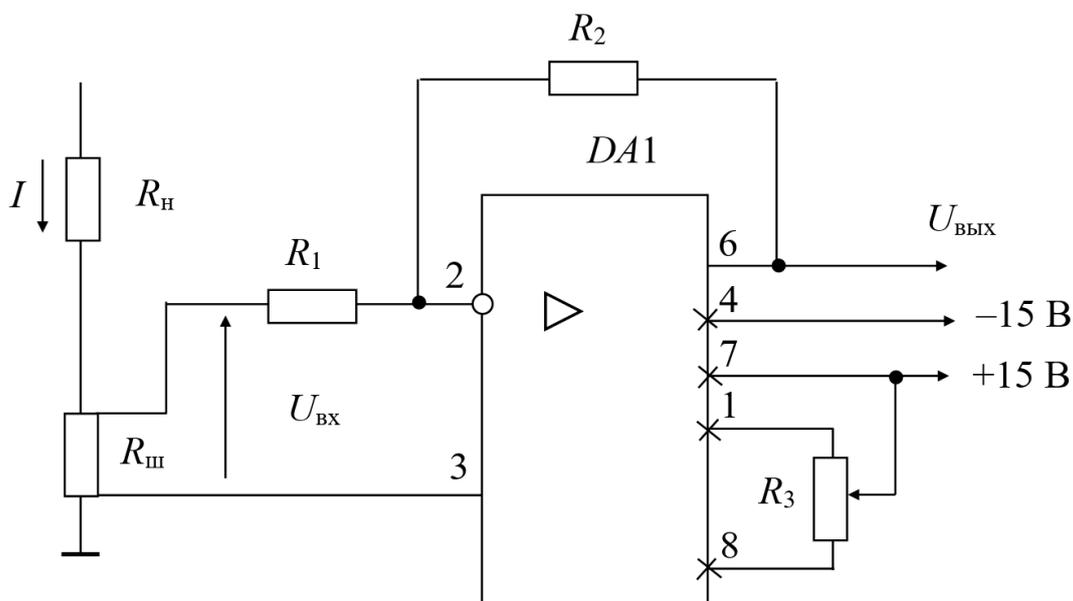


Рис. 12.21 – Схема проектируемого УПТ

Таким образом, коэффициент усиления УПТ должен быть равен

$$K_{OC} = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} = R_2 / R_1 = 10\,000 / 75.$$

Выбраны особостабильные резисторы ОС С2-29В(А) класса точности 0,1% номиналом $R_1 = 750$ Ом, $R_2 = 100$ кОм.

При этом мощность, выделяющаяся на резисторе R_2 при $U_{\text{ВЫХ}} = 10$ В, незначительна и составляет:

$$P = U_{\text{ВЫХ}}^2 / R_2 = 10^2 / 100 = 1 \text{ мВт}.$$

Казалось бы, для уменьшения температурной погрешности от входного тока ОУ желательно работать с меньшими значениями сопротивлений (например, $R_1 = 75$ Ом, $R_2 = 10$ кОм). Однако тогда на резисторе R_2 рассеивалась бы мощность 10 мВт, вызывая его некоторый разогрев относительно R_1 и снижение температурной нестабильности K_{OC} .

Относительная погрешность K_{OC} за счет возможного отклонения от выбранной величины сопротивлений R_1 и R_2 :

$$\delta[\Delta R_1, \Delta R_2] = \delta_{R_2} - \delta_{R_1}.$$

Так как технологический разброс резисторов от номинальных значений может быть разным по знаку, в расчете на худший случай погрешности δ_{R_2} и δ_{R_1} должны по модулю суммироваться. Однако совпадение предельных значений погрешностей маловероятно (погрешности являются некоррелированными случайными величинами), и обычно результирующую погрешность определяют как

$$\delta[\Delta R_1, \Delta R_2]_{\text{техн}} = \sqrt{|\delta_{R_2}|^2 + |\delta_{R_1}|^2} = \delta_R \cdot \sqrt{2} = 0,14\%.$$

Дополнительную погрешность резисторов за счет изменения температуры окружающей среды оценим из условий (здесь ТКС – температурный коэффициент сопротивления):

$$\text{ТКС} = 75 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1} \text{ при } T < 20^\circ \text{С};$$

$$\text{ТКС} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1} \text{ при } T > 20^\circ \text{С}.$$

Для диапазона рабочих температур от 0 до 40°C (20°C ± ΔT) дополнительная погрешность резисторов составит $\delta_R = 75 \cdot 10^{-6} \cdot 20 = 0,0015$ или $\delta_R = 0,15\%$. Изменение K_{OC} за счет температурной погрешности резисторов будет примерно на порядок меньше (δ_{R_2} и δ_{R_1} в данном случае вычитаются) и составит $\delta[\Delta R_1, \Delta R_2]_{\text{темп}} = 0,015\%$.

Результирующую погрешность K_{OC} за счет резисторов оцениваем примерно в $\delta[\Delta R_1, \Delta R_2] = 0,15\%$.

В схеме используется прецизионный ОУ типа К140УД17А с параметрами:

$$K \geq 150\,000; U_{\text{см}} \leq \pm 0,25 \text{ мВ}; \delta U_{\text{см}} \leq 1,3 \text{ мкВ/К};$$

$$I_{\text{вх}} \leq 10 \text{ нА}; \Delta I_{\text{вх}} \leq 5 \text{ нА}; \delta I_{\text{вх}} \leq 0,12 \text{ нА/К};$$

$$M_{\text{сф}} = 100 \text{ дБ}; f_1 = 400 \text{ кГц}.$$

Частотная коррекция ОУ не требуется.

Если балансировку нуля не производить (не ставить в схему резистор R_3), сдвиг выходного напряжения при закороченном входе может достигать значения:

$$\Delta U_{\text{вых сдв}} = U_{\text{см}} (1 + R_2/R_1) + I_{\text{вх}} R_2 = 0,25 \cdot 134 + 1 = 34,5 \text{ мВ}.$$

Если эту погрешность устранить балансировкой нуля при комнатной температуре, то смещение нуля будет определяться только дрейфом выходного напряжения $U_{\text{вых}}$:

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{вых др}} &= \delta U_{\text{см}} \cdot \Delta T \cdot (1 + R_2/R_1) + \delta I_{\text{вх}} \cdot \Delta T \cdot R_2 = \\ &= 1,3 \cdot 20 \cdot 134 + 0,12 \cdot 20 \cdot 100 = 3484 + 240 = 3724 \text{ мкВ} \approx 3,7 \text{ мВ}. \end{aligned}$$

Относительная погрешность усилителя за счет дрейфа нулевого уровня составит:

$$\delta_{др} = 3,7/10\ 000 \text{ или } \delta_{др} = 0,037\%.$$

Относительная нестабильность коэффициента усиления ОУ по напряжению может составить ориентировочно:

$$\delta_K = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\text{ср}}} = \frac{40}{300} = 15\%,$$

где $T_{\text{ср}}$ – средняя рабочая температура в кельвинах.

Относительная нестабильность $K_{\text{ОС}}$ за счет нестабильности коэффициента усиления ОУ определится выражением:

$$\delta[\Delta K] = \frac{\delta_K}{1 + K\gamma} \approx \frac{\delta_K}{K/K_{\text{ОС}}} = \frac{15 \cdot 133}{150 \cdot 10^3} = 0,013\%.$$

Результирующую погрешность $K_{\text{ОС}}$ за счет неидеальности ОУ оценим как

$$\delta_{\text{оу}} = \delta_{др} + \delta[\Delta K] = 0,037 + 0,013 = 0,05\%.$$

Суммарная погрешность $K_{\text{ОС}}$ измерительного усилителя не превысит значения:

$$\delta_{\Sigma} = \delta[\Delta R_1, \Delta R_2] + \delta_{\text{оу}} = 0,15 + 0,05 = 0,2\%.$$



Контрольные вопросы по главе 12

1. Нарисуйте схему инвертирующего усилителя постоянного тока (УПТ).
2. Составьте коэффициент усиления по напряжению инвертирующего УПТ, записанный через сопротивления.
3. Нарисуйте схему неинвертирующего УПТ.
4. Представьте коэффициент усиления по напряжению неинвертирующего УПТ, записанный через сопротивления.
5. Нарисуйте схему дифференциального УПТ.
6. Сформируйте выражение для выходного напряжения дифференциального УПТ.
7. Нарисуйте схему аналогового сумматора инвертирующего.
8. Нарисуйте схему интегратора на ОУ.

9. Составьте схему инвертирующего усилителя на ОУ для усиления переменного сигнала.
10. Представьте коэффициент усиления по напряжению переменного сигнала инвертирующего усилителя на ОУ.

13 Избирательные усилители

13.1 Резонансный усилитель с параллельным LC -контуром

Усилители, предназначенные для усиления сигналов в узкой полосе частот, называют *избирательными*. Избирательное усиление можно получить с помощью частотно-зависимой цепи (например, параллельного или последовательного LC -контура), включенной либо в нагрузку, либо в цепь обратной связи транзисторного усилительного каскада. Усилители с резонансными контурами иначе называют резонансными усилителями.

Избирательные усилители широко используются для усиления сигналов радиочастот (усилители высоких частот – УВЧ), при супергетеродинном приеме (усилители промежуточной частоты – УПЧ), в измерительной технике, в системах телемеханики с частотным разделением каналов.

В представленном на рисунке 13.1 усилительном каскаде в цепь коллекторной нагрузки включен параллельный колебательный контур. Сопротивление контура зависит от частоты. На резонансной частоте $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ оно имеет максимальное значение R_0 . Соответственно, коэффициент усиления каскада на этой частоте максимальный, он убывает при расстройке частоты в область более высоких и низких значений.

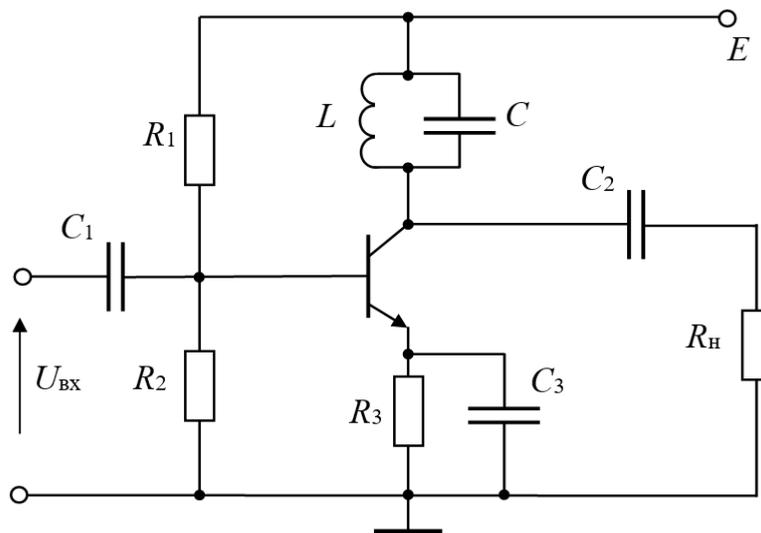


Рис. 13.1 – Схема резонансного усилителя с параллельным LC -контуром

Эквивалентная схема каскада приведена на рисунке 13.2. Предполагается, что в рассматриваемом диапазоне частот конденсаторы C_1 , C_2 , C_3 можно считать замкнутыми, а частотные свойства транзистора еще не проявляются.

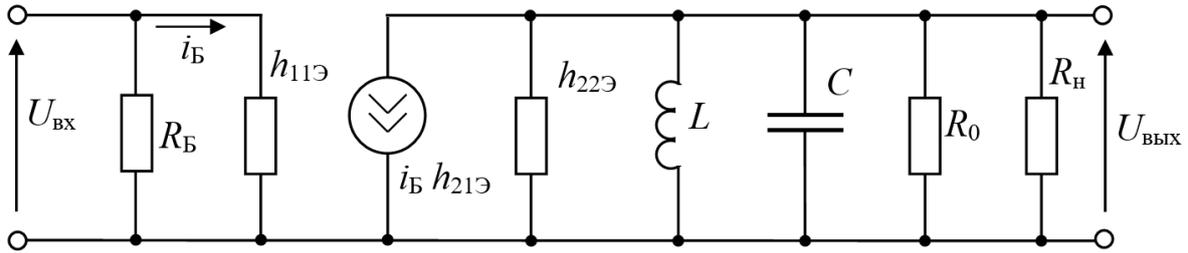


Рис. 13.2 – Эквивалентная схема каскада для диапазона частот вблизи резонансной частоты контура

Резисторы R_1 и R_2 отображены на схеме одним эквивалентным резистором:

$$R_{\text{Б}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Выходное напряжение можно определить как произведение тока $h_{21Э} i_{\text{Б}}$ на комплексное сопротивление выходной цепи каскада $Z_{\text{ЭКВ}}(j\omega)$ и записать коэффициент усиления каскада по напряжению в виде:

$$K(j\omega) = -\frac{h_{21Э} i_{\text{Б}} Z_{\text{ЭКВ}}(j\omega)}{i_{\text{Б}} h_{11Э}} = -\frac{h_{21Э} Z_{\text{ЭКВ}}(j\omega)}{h_{11Э}}, \quad (13.1)$$

$$\text{где } Z_{\text{ЭКВ}}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R_{\text{ЭКВ}}}} = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 + jR_{\text{ЭКВ}} \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)}; \quad R_{\text{ЭКВ}} = R_0 \parallel \frac{1}{h_{22Э}} \parallel R_{\text{Н}}.$$

Модуль $K(j\omega)$ определяет амплитудно-частотную характеристику коэффициента усиления по напряжению:

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + R_{\text{ЭКВ}}^2 \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)^2}}, \quad (13.2)$$

где $K_0 = -\frac{h_{21Э} R_{\text{ЭКВ}}}{h_{11Э}}$ – коэффициент усиления каскада на частоте резонанса.

Соотношение (13.2) легко приводится к типовому виду:

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (Q_{\text{ЭКВ}} Y)^2}}, \quad (13.3)$$

где $Q_{\text{ЭКВ}}$ – эквивалентная добротность каскада; $Y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega_0 + \omega)}{\omega_0 \omega} \approx \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$ – относительная расстройка частоты.

$$Q_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{\rho}, \quad (13.4)$$

где $\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$ – волновое сопротивление контура.

Полосе пропускания каскада на уровне

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{2}}$$

соответствует относительная расстройка частоты

$$Y' = \frac{2\Delta f'}{f_0} = \frac{1}{Q_{\text{ЭКВ}}},$$

откуда получаем выражение для определения добротности каскада:

$$Q_{\text{ЭКВ}} = \frac{f_0}{2\Delta f'}.$$

Следовательно, добротность каскада можно определить экспериментально как отношение резонансной частоты к полосе пропускания (см. рис. 13.1).

Важной характеристикой усилителя является его *избирательность*, определяемая как отношение коэффициента усиления на резонансной частоте к коэффициенту усиления на заданной частоте помехи $f_{\text{П}}$:

$$M = \frac{K_0}{K(f_{\text{П}})} = \sqrt{1 + (Q_{\text{ЭКВ}} Y_{\text{П}})^2} = \sqrt{1 + Q_{\text{ЭКВ}}^2 \left(\frac{f_{\text{П}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{П}}} \right)^2}. \quad (13.5)$$

Добротность контура $Q = \frac{R_0}{\rho}$ должна быть выше добротности каскада, рассчитанной по заданной избирательности:

$$Q_{\text{ЭКВ}} = \frac{\sqrt{M^2 - 1}}{Y_{\text{П}}} \approx \frac{M}{Y_{\text{П}}},$$

т. к. контур шунтируется выходным сопротивлением транзистора и сопротивлением нагрузки.

13.2 Каскодный усилитель

Если один каскад обеспечивает требуемую избирательность, но не обеспечивает необходимое усиление, можно ввести дополнительный усилительный каскад с резистивной нагрузкой.

При последовательном включении двух резонансных усилителей, настроенных на одну и ту же частоту, их избирательности перемножаются.

Высокочастотные избирательные усилители с большим коэффициентом усиления склонны к самовозбуждению за счет внутренней обратной связи по напряжению в транзисторе (ее отражает параметр $h_{12Э}$, который мы не учитывали в приближенных эквивалентных схемах). Для устранения самовозбуждения используется каскодное включение транзисторов (рис. 13.3). Входной транзистор включен по схеме с ОЭ, выходной – по схеме с ОБ. Эквивалентный транзистор имеет следующие параметры:

$$h_{11} \approx h_{11Э}; \quad h_{21} \approx h_{21Э}; \quad h_{12} \approx h_{12Б}; \quad h_{22} \approx h_{22Б}.$$

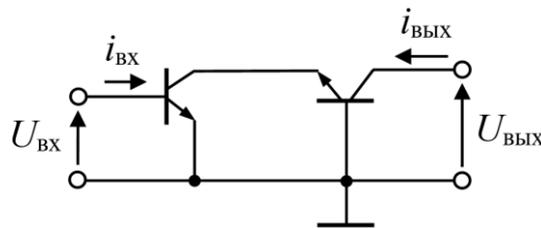


Рис. 13.3 – Каскодное включение транзисторов по схемам с общим эмиттером и общей базой

Каскад с общей базой отличается очень малыми значениями параметров $h_{12Б}$ и $h_{22Б}$, поэтому в каскодном усилителе уменьшается внутренняя обратная связь в транзисторе по напряжению и шунтирующее влияние выходной проводимости транзистора на контур. Это позволяет устранить самовозбуждение при высоком коэффициенте усиления каскада.

Для уменьшения шунтирующего влияния нагрузки связь контура с ней делается трансформаторной или автотрансформаторной. Для уменьшения влияния выходной проводимости транзистора используется неполное включение транзистора в контур.

С учетом ряда отмеченных приемов построена схема резонансного усилителя, приведенная на рисунке 13.4. Выходные цепи транзистора VT_1 с ОЭ и транзистора VT_2 с ОБ по постоянному току включены последовательно. Задаваясь током в выходной цепи $I_0 \approx 1$ мА и током делителя $I_d \approx 10I_B = 10I_0 / \beta$, легко рассчитать сопротивления резисторов R_ϕ , R_1 , R_2 , R_3 , R_Θ , задающих указанные на схеме потенциалы.

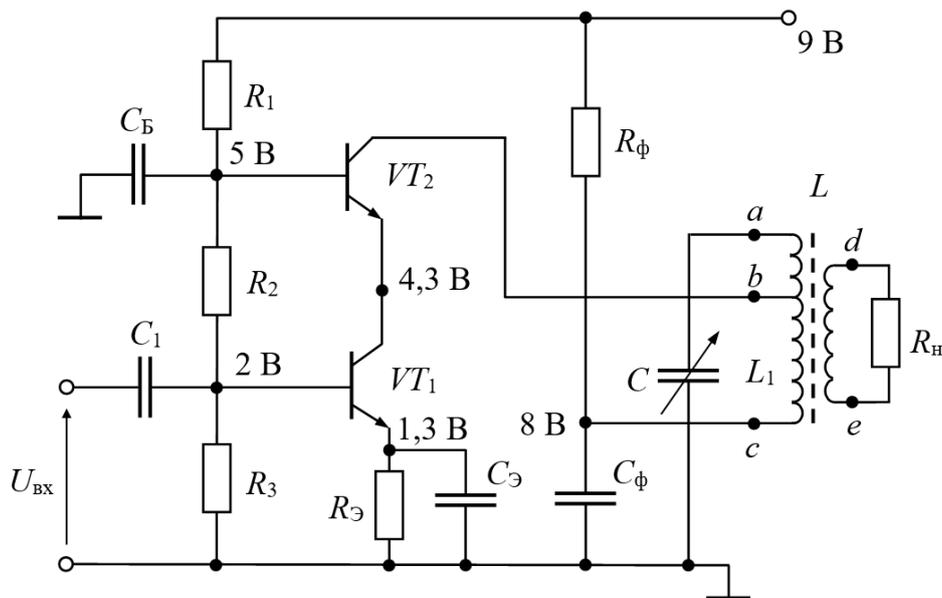


Рис. 13.4 – Схема каскодного усилителя

Коэффициент усиления каскада на резонансной частоте определяется выражением

$$K_0 = pn \frac{h_{21Э} \cdot R_{\text{ЭКВ}}}{h_{11Э}}, \quad (13.6)$$

эквивалентная добротность каскада

$$Q_{\text{ЭКВ}} = \frac{Q}{1 + R_0 \left(p^2 h_{22Б} + \frac{n^2}{R_H} \right)}, \quad (13.7)$$

где $n = \frac{W_{de}}{W_{ac}}$ – коэффициент трансформации трансформатора; $p = \frac{W_{bc}}{W_{ac}} = \frac{L_1}{L}$ – ко-

эффициент включения транзистора в контур; Q – добротность свободного кон-

тура; R_0 – резонансное сопротивление контура; $R_{\text{ЭКВ}} = R_0 \parallel \frac{R_H}{n^2} \parallel \frac{1}{p^2 h_{22Б}}$ – эквива-

лентное сопротивление контура.

Катушка контура выполнена с применением ферритового сердечника. Настройка контура на резонансную частоту осуществляется с помощью конденсатора переменной емкости C .

Иногда от усилителей требуется воспроизведение полосы частот (например, в УПЧ). Частотную характеристику столбобразной формы получают, используя «двойки» или «тройки» последовательно включенных взаимно расстроенных каскадов или полосовой двухконтурный фильтр со связью, близкой к критической (рис. 13.5, б).

Резонансные усилители типа LC просты в изготовлении и настройке на высоких частотах (десятки килогерц и выше). В диапазоне звуковых и промышленных частот, когда трудно изготовить контуры с высокой добротностью, находят применение избирательные усилители типа RC . Все процессы в RC -цепях могут протекать только аperiодически. Однако процесс может стать колебательным, если с помощью усилителя компенсировать потери в схеме, повысив тем самым ее добротность. Частоту настройки RC -цепи, соответствующую резонансу в LC -контуре, называют частотой квазирезонанса.

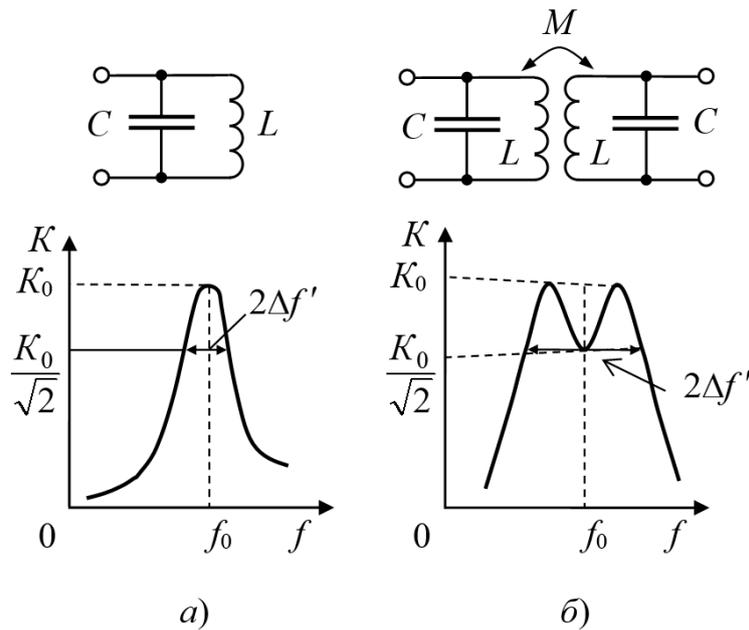


Рис. 13.5 – АЧХ резонансного усилителя с простым параллельным контуром (а) и усилителя с системой связанных контуров при критической связи (б)

13.3 Избирательный усилитель типа RC со сложной ООС

С применением операционных усилителей строятся относительно низкочастотные избирательные усилители. Хорошо зарекомендовал себя в практических устройствах избирательный усилитель типа RC на ОУ с двухпетлевой ОС

(рис. 13.6). Коэффициент передачи за пределами полосы пропускания ослабляется двумя параллельными частотно-зависимыми ООС. Одна из них создается делителем C_1 , $R_1 \parallel R_2$ и действует на высоких частотах, а другая – делителем R_3 , C_2 , $R_1 \parallel R_2$ и действует на низких частотах. Одновременно конденсатор C_2 действует как разделительный и ослабляет передачу низких частот со входа схемы.

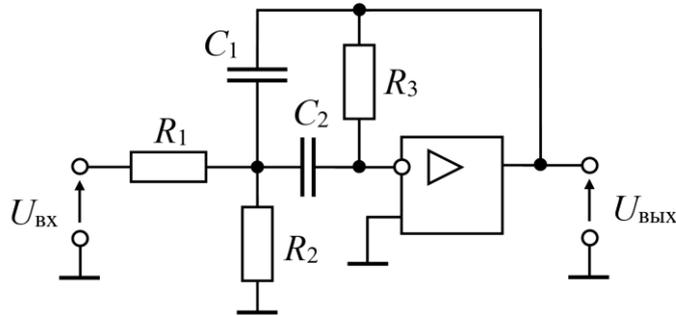


Рис. 13.6 – Схема избирательного усилителя со сложной ООС

Основные параметры усилителя при $C_1 = C_2 = C$ определяются соотношениями:

- $f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3}}$ – частота квазирезонанса;
- $K_0 = -\frac{R_3}{2R_1}$ – коэффициент усиления на частоте f_0 ;
- $Q_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2}} = \pi R_3 \cdot C \cdot f_0$ – эквивалентная добротность;
- $2\Delta f' = \frac{f_0}{Q_{\text{ЭКВ}}} = \frac{1}{\pi R_3 \cdot C}$ – полоса пропускания на уровне 3 дБ.

Изменять резонансную частоту можно, варьируя величину сопротивления резистора R_2 , что не приводит к изменению коэффициента усиления и ширины полосы пропускания каскада.

Рассмотрим числовой пример расчета усилителя. Пусть необходимо построить избирательный усилитель с $f_0 = 100$ Гц, $K_0 = 10$ и $Q_{\text{ЭКВ}} = 5$. Выбирая $R_3 = 110$ кОм, находим $R_1 = R_3 / 2K_0 = 5,5$ кОм и $C = Q_{\text{ЭКВ}} / \pi f_0 R_3 = 0,15$ мкФ. Тогда $R_1 \parallel R_2 = 1 / R_3 (C\omega_0)^2 = 1\,023$ Ом и $R_2 = 1\,251$ Ом.

13.4 Активные фильтры нижних и верхних частот

Для подавления сигналов в диапазоне частот выше некоторой частоты f_0 используются *фильтры нижних частот* (ФНЧ), а ниже граничной частоты f_0 – *фильтры верхних частот* (ФВЧ), примеры практической реализации которых показаны на рисунке 13.7. Граничная частота определяется соотношением $f_0 = 1/2\pi RC$. Коэффициент передачи в полосе пропускания рассмотренных фильтров равен единице (ОУ используется как повторитель напряжения). Крутизна логарифмической амплитудно-частотной характеристики представленных фильтров второго порядка за границей пропускания – 40 дБ/дек. Полосовой фильтр строится путем последовательного соединения ФНЧ и ФВЧ, настроенных на граничные частоты полосы пропускания.

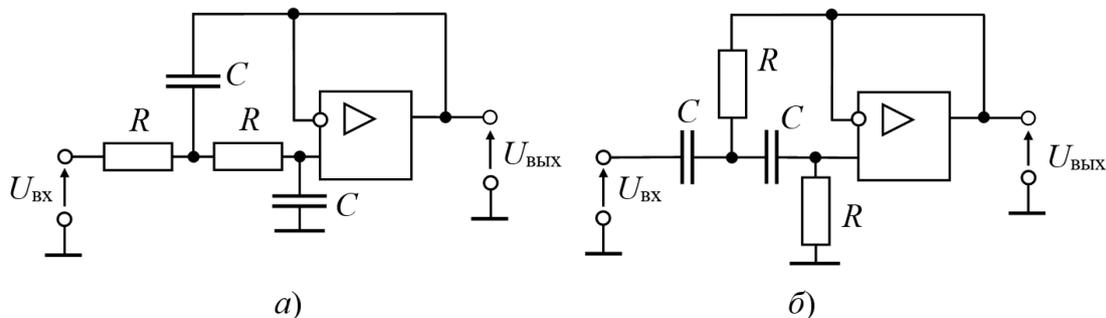


Рис. 13.7 – Схемы активных фильтров: нижних частот (а); верхних частот (б)



Контрольные вопросы по главе 13

1. Какие усилители называются избирательными?
2. Какие усилители называются резонансными?
3. Что такое параллельный и последовательный резонансный контур?
4. Приведите выражение для резонансной частоты.
5. Нарисуйте АЧХ резонансного усилителя.
6. Назовите достоинства избирательного усилителя RC-типа.
7. Что такое фильтр низких частот?
8. Что такое фильтр высоких частот?

14 Генераторы гармонических колебаний

14.1 Структурная схема генератора. Условия баланса фаз и амплитуд

Электронным генератором называют устройство, преобразующее с помощью усилительных элементов энергию источника питания в энергию электрических колебаний заданной формы и частоты. По форме генерируемых колебаний различают генераторы гармонических колебаний и релаксационные (импульсные) генераторы. По виду избирательной цепи различают *LC*- и *RC*-генераторы гармонических колебаний.

Маломощные генераторы гармонических колебаний широко используются в измерительной технике, автоматике, как задающие устройства радиопередатчиков и устройств преобразовательной техники. Генераторы средней и большой мощности применяются для питания технологических установок высокочастотного нагрева, ультразвуковой обработки, электронных микроскопов, в радиопередающих устройствах.

Структурная схема *LC*-генератора гармонических колебаний показана на рисунке 14.1. В колебательном контуре непрерывно возникают и постоянно затухают из-за наличия потерь собственные электрические колебания с малыми амплитудами, частота которых определяется параметрами контура. Их причиной являются флуктуационные токи, вызванные тепловым движением электронов в проводнике. Усилительный элемент и цепь обратной связи предназначены для превращения этих колебаний в незатухающие. Пополнение энергии контура током транзистора происходит каждый период в фазе с собственными колебаниями контура. Иначе такой автогенератор можно рассматривать как избирательный усилитель с положительной обратной связью (ПОС). Процесс возникновения и нарастания колебаний происходит до тех пор, пока в автогенераторе не установятся стационарные значения тока и напряжения, обусловленные нелинейными свойствами усилительного элемента.

Для анализа процессов в автогенераторе в петле ПОС можно выделить два звена, коэффициенты передачи которых зависят соответственно от амплитуды и частоты колебаний. Тогда петлевое усиление контура ПОС можно записать в виде $T(A, j\omega) = K(A) \cdot \gamma_{oc}(j\omega)$. Для возникновения автоколебаний обратная связь должна быть положительной и петлевое усиление должно быть больше единицы.

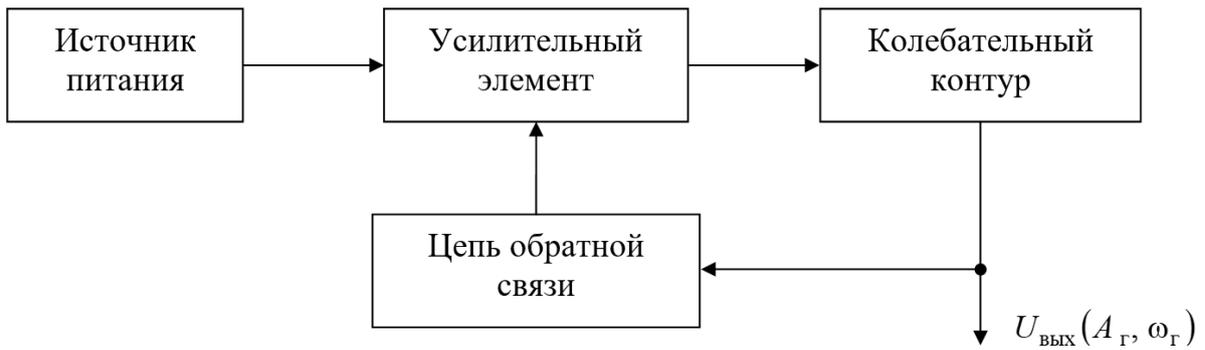


Рис. 14.1 – Структурная схема генератора

Стационарный режим автоколебаний описывается уравнением:

$$T(A_{Г}, j\omega_{Г}) = K(A_{Г}) \cdot \gamma_{ос}(j\omega_{Г}) = 1,$$

где $A_{Г}$ – амплитуда колебаний генератора, $\omega_{Г}$ – частота колебаний.

Это уравнение обычно распадается на два условия:

а) *баланс фаз* (из которого определяется частота колебаний):

$$\arg \dot{T} = \varphi_{к} + \varphi_{ос} = 2\pi n, \text{ где } n = 0, 1, 2, \dots;$$

б) *баланс амплитуд* (из которого определяется $A_{Г}$):

$$\left| \dot{T}(A_{Г}) \right|_{\omega=\omega_{Г}} = K(A_{Г}) \cdot \gamma_{ос} = 1.$$

Определение частоты колебаний производится в рамках линейной теории, определение же амплитуды колебаний требует решения нелинейных уравнений. Проще всего такая задача решается графическим путем (совмещением амплитудной характеристики усилителя и характеристики передачи цепи обратной связи; их точка пересечения соответствует стационарному режиму автоколебаний).

На рисунке 14.2 представлены три этапа работы автогенератора, начиная с момента его запуска и до установления в нем стационарной амплитуды колебаний. До момента пуска (автогенератор выключен) ни одно из условий (или хотя бы одно из них) не выполнено и автогенератор не работает. С момента пуска условия баланса амплитуд и фаз выполнены: $T > 1$, $\varphi_{к} + \varphi_{ос} = 2\pi n$ и в автогенераторе возникают и нарастают колебания от $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ до $U_{\text{ВЫХ}} = A_{Г}$. Следует подчеркнуть, что на этапе установления колебаний уравнение баланса амплитуд автогенератора превращается в неравенство $T > 1$ и время нарастания колебаний до стационарного уровня будет тем меньше, чем сильнее это неравенство.

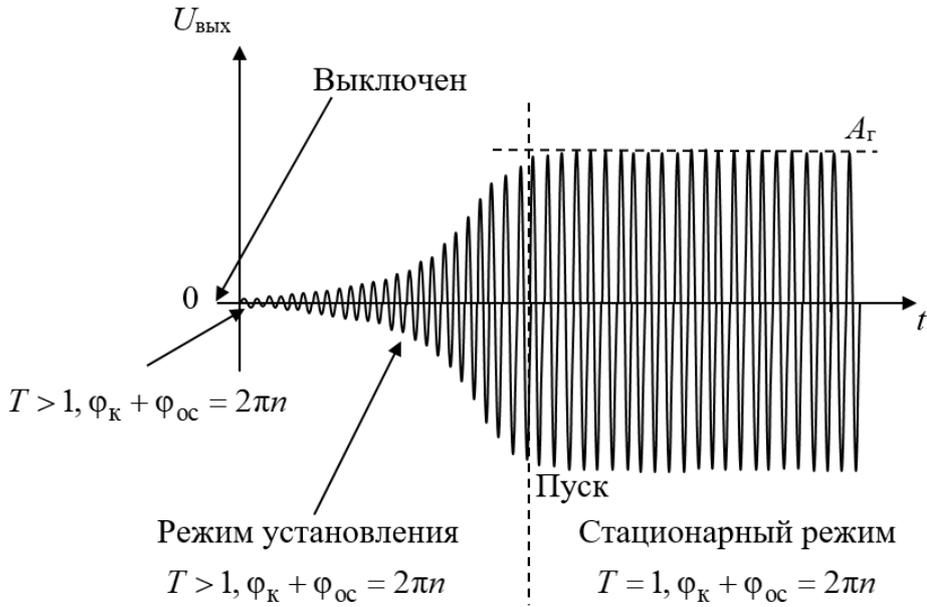


Рис. 14.2 – Этапы работы автогенератора

14.2 Автогенератор с трансформаторной обратной связью

Электрическая схема высокочастотного автогенератора гармонических колебаний с трансформаторной обратной связью показана на рисунке 14.3. Эту схему принято называть классической. Основу генератора составляет резонансный усилитель с колебательным контуром LC , катушка которого индуктивно связана с катушкой обратной связи L_{oc} , выполняющей роль четырехполюсника обратной связи. Величина взаимоиндукции между катушками равна M . Для обеспечения положительной обратной связи катушки L и L_{oc} должны быть включены встречно (показано точками на рисунке 14.3).

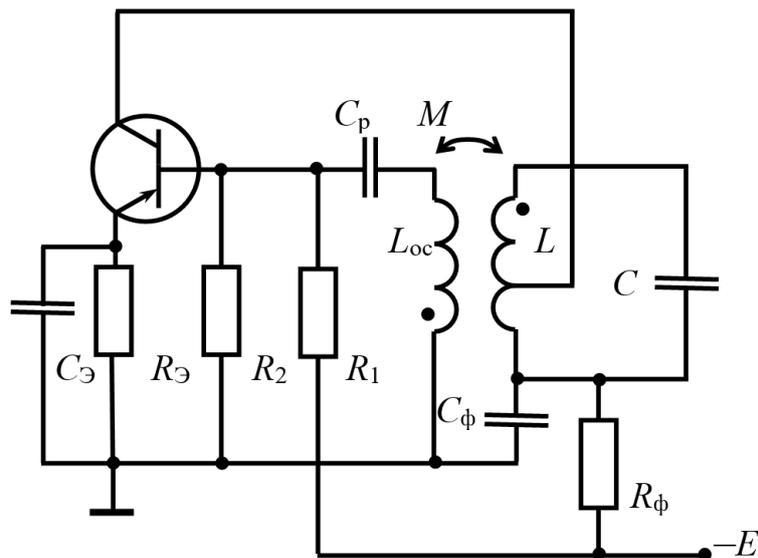


Рис. 14.3 – Схема автогенератора с трансформаторной обратной связью

При инженерных расчетах автогенератора может быть полезен тот факт, что величина коэффициента обратной связи γ_{oc} численно равна коэффициенту связи $k_{св}$ двух магнитно-связанных катушек L и L_{oc} при величине взаимной индукции M :

$$\gamma_{oc} = k_{св} = \frac{M}{\sqrt{L L_{oc}}}.$$

Частично включенный колебательный контур LC последовательно включен в нагрузочную цепь биполярного транзистора $p-n-p$ -типа с общим эмиттером. Резистор $R_э$ блокирован конденсатором $C_э$ для устранения отрицательной обратной связи по переменному току. Резисторы R_2, R_1 обеспечивают необходимое начальное положение рабочей точки. Конденсатор C_p является разделительным. Фильтр $R_ф, C_ф$ в цепи питания препятствует проникновению токов рабочих частот в источник питания, исключая тем самым возможность паразитных связей между каскадами устройства по цепям питания.

Исходное положение рабочей точки A (рис. 14.4) на входной характеристике транзистора обеспечивает возможно большее значение крутизны транзистора $S = \beta/h_{11э}$, необходимое для выполнения условия самовозбуждения $SR_{экв}\gamma_{oc} > 1$, при этом в системе возникают автоколебания. По мере их роста начинается отсечка базового тока, что приводит к появлению постоянной составляющей тока, которая заряжает конденсатор C_p , смещая рабочую точку влево до тех пор (положение C), пока величина крутизны не снизится до значения, удовлетворяющего условию стационарного режима работы.

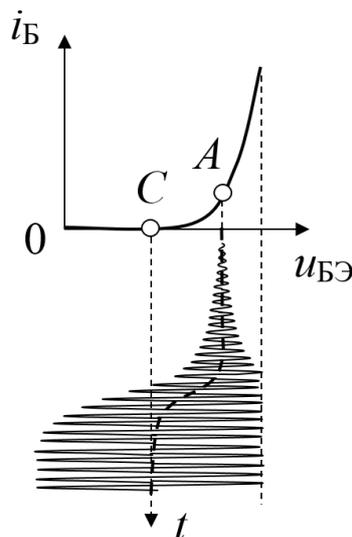


Рис. 14.4 – Смещение рабочей точки

Мягкий и жесткий режимы работы автогенератора

Применительно к автогенераторным устройствам существуют два понятия: мягкий режим работы, жесткий режим работы. Сделаем пояснения с помощью рисунка 14.4.

Предположим, что рабочая точка на входной характеристике может занимать либо позицию A , либо позицию C . В первом случае, как было пояснено выше, после пуска генератора в нем плавно, начиная с нуля, колебания нарастают до стационарного уровня. Такой режим работы получил название *мягкий*. Положительным качеством такого режима является простота запуска, недостатком – низкий коэффициент полезного действия.

При положении рабочей точки в позиции C генератору необходим внешний толчок для возбуждения в нем колебаний. Этот режим работы получил название *жесткий*. Положительным качеством такого режима является высокий коэффициент полезного действия (ток в коллекторной цепи транзистора протекает лишь половину периода, как в режиме класса B), недостатком – сложность возбуждения в нем колебаний.

В автогенераторе, собранном по схеме на рисунке 14.3, перемещение рабочей точки из положения A в положение C происходит автоматически, что обеспечивает ему два полезных качества:

- легкий и плавный запуск;
- высокий коэффициент полезного действия в стационарном режиме.

Несмотря на несинусоидальную форму тока в выходной цепи транзистора, форма $U_{\text{ВЫХ}}$ близка к синусоидальной, т. к. контур хорошо фильтрует высшие гармоники. Поэтому в схемах высокочастотных генераторов обычно не применяют специальные методы регулирования выходного сигнала усилителя, а выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ снимают непосредственно с контура.

14.3 Трехточечные генераторы

Более технологичны в изготовлении так называемые трехточечные генераторы. В них часть напряжения с контура подается в нужной фазе на вход усилительного элемента за счет использования индуктивного или емкостного делителя напряжения.

В генераторах, собранных по схемам индуктивной (рис. 14.5, *а*) и емкостной (рис. 14.5, *б*) трехточки, транзистор $VT1$ включен по схеме с общей базой.

Напряжение обратной связи, снимаемое с индуктивного или емкостного делителя, имеет ту же фазу, что и коллекторное напряжение. Необходимая величина коллекторного тока задается источником отрицательного смещения и резисторами R_1 и R_2 : $I_0 = \frac{E_1 - 0,7}{R_1 + R_2}$. Резистор R_1 поставлен для того, чтобы малое входное сопротивление каскада с общей базой не шунтировало контур.

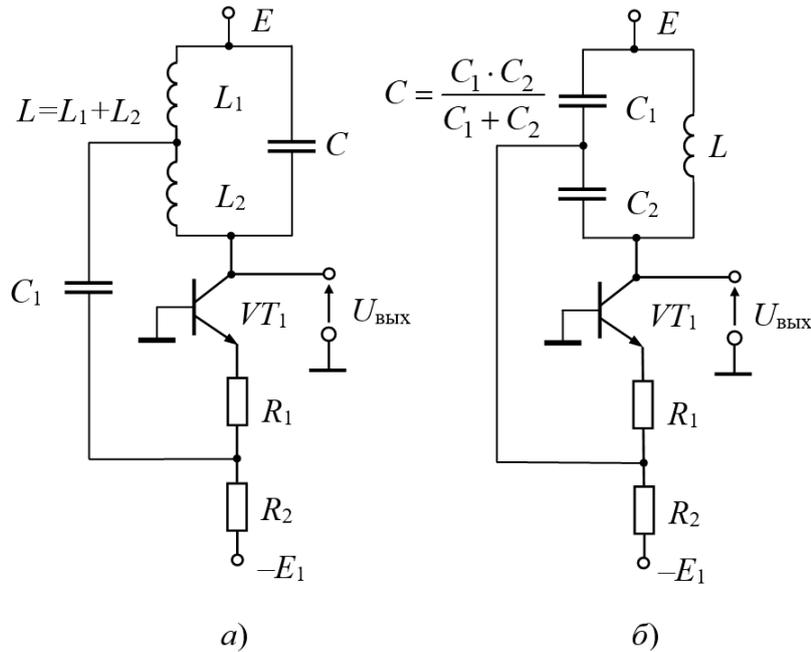


Рис. 14.5 – Варианты схем трехточечных генераторов: с индуктивной сверхточкой (а); с емкостной сверхточкой (б)

14.4 Кварцевая стабилизация частоты

Стабильность частоты колебаний автогенератора. При передаче информации по радиоканалам требуется высокая стабильность частоты радиопередающего устройства, недостижимая без принятия специальных мер по стабилизации частоты задающего генератора. Сделаем некоторые пояснения. Обозначим номинальную частоту некоторого высокочастотного автогенератора f_0 . Под действием целого ряда дестабилизирующих факторов (влияние окружающей температуры, нестабильность источников питания, влажность, вибрации, старение элементов схемы и др.) мгновенное значение частоты f_{Γ} автогенератора отличается от номинального. Разность $f_{\Gamma} - f_0 = \Delta f$ носит название абсолютной нестабильности частоты автогенератора. Качество автогенератора принято характеризовать относительной нестабильностью его частоты $\delta_f = \Delta f / f_0$. Для автогенератора, в

котором не предпринято специальных мер по стабилизации частоты, значение относительной нестабильности его частоты $\delta_f \approx 10^{-3}$, что не является удовлетворительным. В результате применения целого комплекса конструктивно-технологических мероприятий, таких, например, как применение высокостабильных элементов колебательного контура LC , высокостабильных источников питания, обеспечение минимальной связи с нагрузкой, стабилизация режима работы нелинейного элемента, термостатирование автогенератора и других мер, удается достигнуть относительной нестабильности не лучше $\delta_f > 10^{-4} \dots 10^{-5}$, что для систем связи также не является удовлетворительным.

Прежде чем наметить пути решения этой проблемы, рассмотрим упрощенный механизм возникновения нестабильности частоты генератора. Вспомним условие баланса фаз в автогенераторе и запишем его в несколько иной форме:

$$(\varphi_s + \varphi_{oc}) + \varphi_z = \varphi_1 + \varphi_z = 2\pi n = 0,$$

где $\varphi_1 = (\varphi_s + \varphi_{oc})$ является слагаемым, практически не зависящим от частоты, в то время как φ_z является частотно-зависимым. На рисунке 14.6 оба слагаемых уравнения баланса фаз представлены своими частотными зависимостями. Слагаемое φ_1 изображено горизонтальной пунктирной линией, слагаемое φ_z есть фазовая характеристика колебательного контура. Крутая фазовая характеристика (сплошная кривая) соответствует контуру с высокой добротностью, пологая кривая (пунктир) – контуру с низкой добротностью. Точки пересечения A и B графиков слагаемых соответствуют условию выполнения баланса фаз и определяют значение частоты автогенератора (f_T и f_{T1}). Обоюдно направленными стрелками показано, в каких направлениях перемещаются составляющие фазового баланса под воздействием дестабилизирующих факторов.

Из рисунка 14.6 видно, что при крутой фазовой характеристике абсолютные уходы частоты будут меньше, чем при пологой. Следовательно, для повышения стабильности частоты в автогенераторе необходимо использовать колебательные контуры с наибольшей возможной добротностью. Однако наибольшая достижимая величина добротности колебательного контура не превышает $200 \dots 300$. Выходом из этой ситуации является использование в качестве колебательной системы в автогенераторе кварцевого резонатора (рис. 14.7), эквивалентная добротность которого на три-четыре порядка превышает добротность обычного колебательного контура. Для стабилизации частоты применяются кварцевые пластинки, вырезанные из монокристалла кварца под определенными

углами к осям кварца и обладающие пьезоэлектрическим эффектом. Кварцевую пластину, помещенную в кварцедержатель, называют кварцевым резонатором, сокращенно – кварцем. Эквивалентная электрическая схема кварца представляет собой параллельный колебательный контур второго рода, показанный на рисунке 14.7.



Рис. 14.6 – Пояснение механизма возникновения нестабильности частоты в автогенераторе с помощью фазовой характеристики

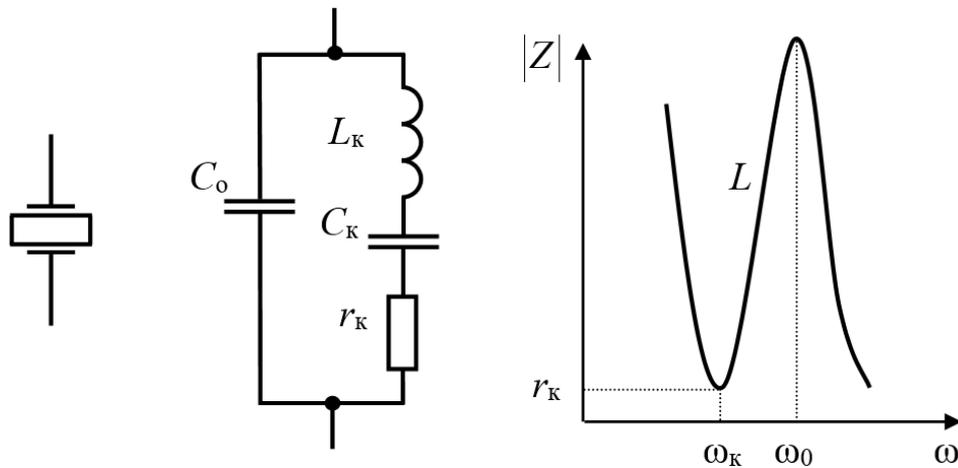


Рис. 14.7 – УГО, эквивалентная схема и частотная характеристика кварцевого резонатора

На схеме L_k , C_k , r_k являются собственными параметрами кварца, C_0 – емкость кварцедержателя. Их величины определяются геометрическими размерами кварцевой пластины и типом механических колебаний, которые могут быть колебаниями по толщине или по длине. Необычны по сравнению с колебательным контуром значения собственных параметров кварца. Типовыми значениями параметров схемы замещения кварца на 4 МГц являются следующие: $L_k = 100$ мГн, $C_k = 0,015$ пФ, $r_k = 100$ Ом, $Q = 25\,000$. Величина C_0 зависит от конструктивного

выполнения и лежит в пределах $1 \dots 10$ пФ. Кварц имеет две резонансные частоты: частоту последовательного резонанса $\omega_k = 1/\sqrt{L_k C_k}$ и частоту параллельного резонанса $\omega_0 = 1/\sqrt{L_k \frac{C_k C_0}{C_k + C_0}}$. В полосе частот между двумя резонансными частотами кварц ведет себя как некоторая индуктивность, что позволяет включить его в схему генератора по емкостной трехточке (рис. 14.8, а). Генератор работает чуть ниже частоты параллельного резонанса. Развязывающий дроссель $L_{др}$ в цепи источника питания обеспечивает малое сопротивление постоянному току и высокое сопротивление на частоте генерируемых колебаний.

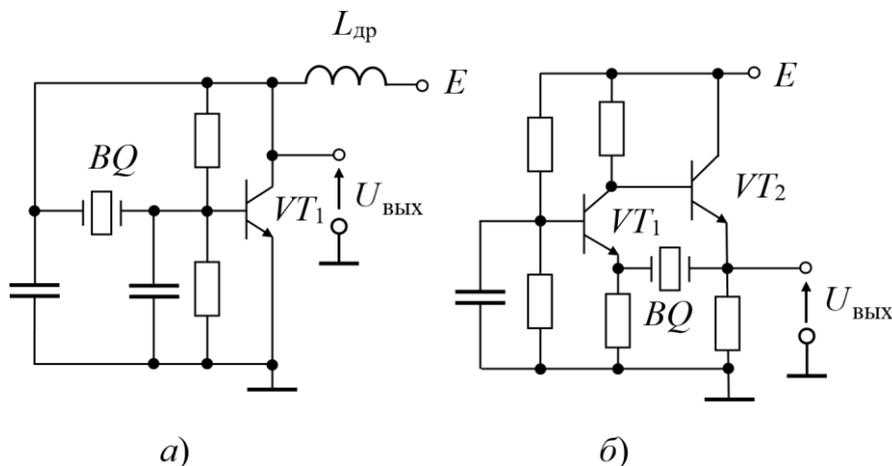


Рис. 14.8 – Варианты схем генераторов с кварцевой стабилизацией частоты

Можно включить кварц и в цепь обратной связи усилителя. Такая схема (рис. 14.8, б) работает на частоте последовательного резонанса.

В контур ПОС включены усилительные каскады по схемам с ОБ и ОК, не инвертирующие фазу сигнала. Условие баланса амплитуд выполняется только на частоте ω_k , на которой кварц имеет очень малое сопротивление r_k и петлевое усиление контура ПОС оказывается большим единицы.

Для генерирования гармонических колебаний на частотах доли герца – десятки килогерц использование LC -генераторов становится нецелесообразным, т. к. массогабаритные показатели элементов контура становятся недопустимо большими. По этим же причинам затрудняется перестройка частоты автогенераторов. Поэтому автогенераторы низких и инфранизких частот используют особенности частотных зависимостей ряда RC -цепей, включаемых в цепь обратной связи между входом и выходом широкополосного усилителя. Автоколебания возникают на единственной частоте при одновременном выполнении условий

баланса амплитуд и фаз. Такие устройства получили название *RC*-генераторов. В них в качестве *RC*-цепей используют многозвенные *RC*-цепи, мосты Вина и двойные *T*-образные мосты.

14.5 Автогенератор с трехзвенной *RC*-цепью

Электрическая схема автогенератора показана на рисунке 14.9. Трехзвенная *RC*-цепь с одинаковыми элементами (выделена пунктиром) включена в петлю обратной связи инвертирующего усилителя.

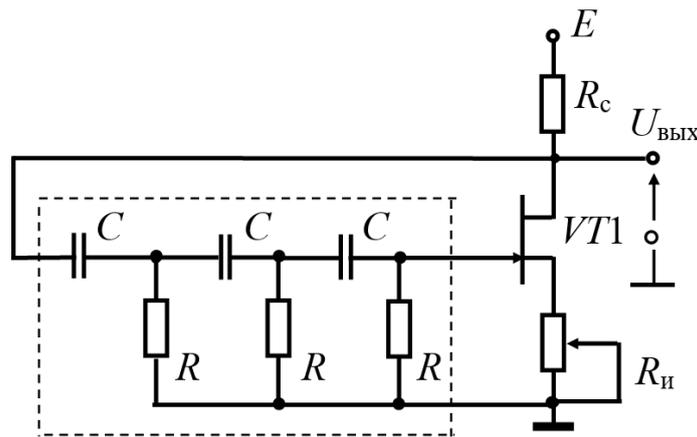


Рис. 14.9 – Схема автогенератора с трехзвенной фазосдвигающей цепью

Как видно из графиков амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик трехзвенной *RC*-цепи (рис. 14.10), на частоте $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{6RC}}$ цепь вносит фазовый сдвиг 180° и ослабляет сигнал в 29 раз. Таким образом, в схеме на рисунке 14.9 на частоте f_0 выполняется условие баланса фаз. Для возникновения колебаний на этой частоте усилитель должен иметь коэффициент усиления по напряжению не ниже 29. С помощью подстроечного резистора усиление устанавливается чуть больше критического, иначе форма стационарных колебаний будет существенно отличаться от синусоидальной, т. к. система не обладает избирательными свойствами. Форма выходного напряжения повторяет форму выходного тока, а для ограничения амплитуды колебаний приходится использовать режим насыщения или отсечки. Чисто синусоидальную форму колебаний можно получить при использовании инерционно-нелинейной ООС, как это показано в схеме генератора с мостом Вина.

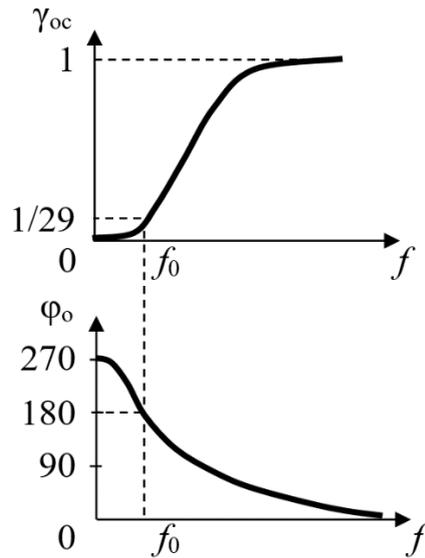


Рис. 14.10 – Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики трехзвенной RC -цепи

14.6 Автогенератор с мостом Вина

Основу моста Вина составляет цепь, показанная на рисунке 14.11. Она включается в цепь обратной связи неинвертирующего усилителя на ОУ. Частотная и фазовая характеристики Γ -образного четырехполюсника определяются соотношениями (здесь $\tau = RC$):

$$\gamma_{oc}(\omega) = \frac{\omega\tau}{\sqrt{(1 - (\omega\tau)^2)^2 + 9(\omega\tau)^2}};$$

$$\varphi_{oc}(\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{3\omega\tau}{1 - (\omega\tau)^2}.$$

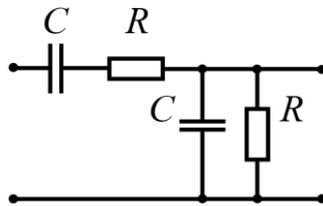


Рис. 14.11 – Цепь Вина

Графики амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик цепи Вина приведены на рисунке 14.12. Их особенность состоит в том, что на частоте $f_0 = 1/2\pi RC$ коэффициент передачи достигает максимального значения, равного $1/3$, а фазовый сдвиг обращается в нуль. При включении схемы Вина в цепь положительной обратной связи операционного усилителя (рис. 14.13) на частоте f_0 выполняется условие баланса фаз.

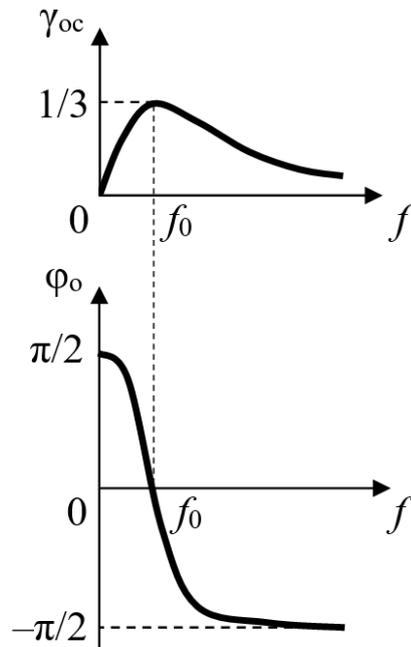


Рис. 14.12 – Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики моста Вина

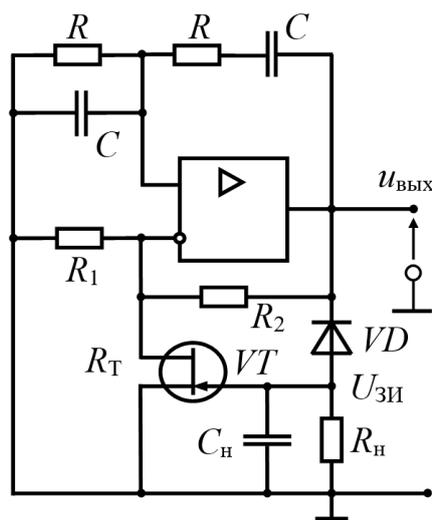


Рис. 14.13 – Схема автогенератора с мостом Вина

Делитель R_2 , R_1 в цепи отрицательной обратной связи задает коэффициент усиления неинвертирующего УПТ, равный

$$K_{OC} = 1 + R_2 / R' = 1 + R_2 / R_1 \parallel R_T,$$

где R' определяется параллельным соединением двух сопротивлений: R_1 и R_T , второе из которых является сопротивлением канала полевого транзистора VT , управляемого напряжением на затворе $U_{зи}$ и равного напряжению на выходе пикового детектора, состоящего из диода VD с нагрузкой C_H , R_H .

При выполнении условия баланса амплитуд на частоте f_0 :

$$K_{OC}\gamma_{oc} = (1 + R_2 / R') \frac{1}{3} \geq 1,$$

в схеме возникают и растут по величине гармонические колебания с частотой f_0 . Их рост продолжается до тех пор, пока неравенство не обратится в равенство. Это происходит по следующей причине: по мере роста амплитуды колебаний на выходе автогенератора растет величина отрицательного напряжения $U_{ЗИ}$ на нагрузке пикового детектора, это ведет к запирающему полю полупроводника и увеличению сопротивления его канала, что приводит к росту величины сопротивления R' и, как следствие, к снижению величины коэффициента усиления усилителя. Описанная система автоматического регулирования амплитуды колебаний используется достаточно часто в различных радиоэлектронных устройствах.

14.7 Генератор с независимым возбуждением

В радиопередающих устройствах применяются многокаскадные генераторы, в которых используются отдельные каскады, работающие в режиме умножения частоты. При этом ослабляется воздействие мощных выходных каскадов на возбудитель, устраняется возможность самовозбуждения усилителей.

Все каскады, кроме входного, работают с внешним или независимым возбуждением и используются как усилители мощности основной гармоники, удвоители или утроители частоты (рис. 14.14).

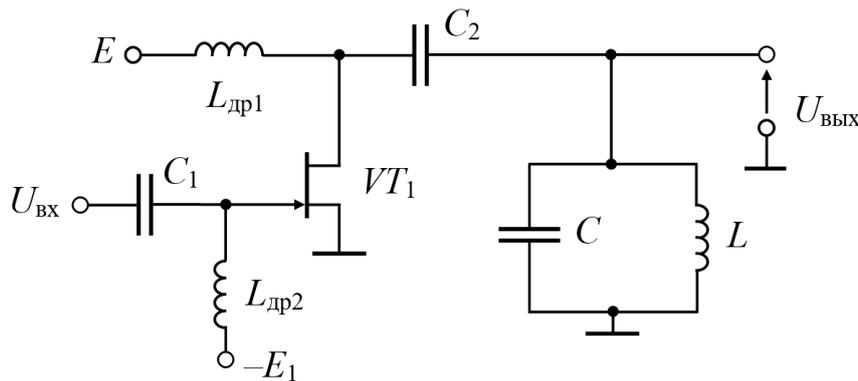


Рис. 14.14 – Схема генератора с независимым возбуждением

Напряжение питания E подается на сток полевого транзистора VT_1 через развязывающий дроссель $L_{др1}$. LC -контур подключен к стоку через разделительный конденсатор C_2 . Через развязывающий дроссель $L_{др2}$ подается запирающее

смещение на затвор полевого транзистора. В отличие от обычного усилительного режима класса A , оно выбирается равным (режим класса B) или даже большим по величине (режим класса C), чем напряжение отсечки $U_{отс}$ (рис. 14.15). Ток стока имеет импульсный характер. Его разложение в ряд Фурье содержит постоянную составляющую и «косинусные» слагаемые.

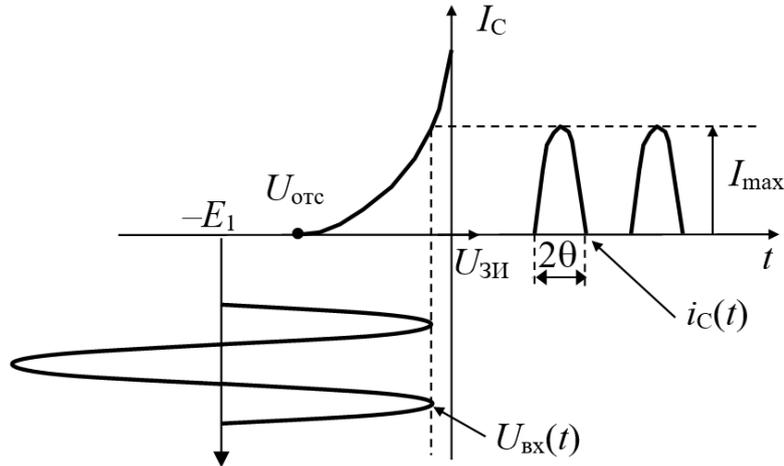


Рис. 14.15 – К выбору режима работы умножителей частоты

А. И. Бергом введено понятие *угла отсечки* θ , под которым понимают *половину времени, выраженную в «электрических» градусах, в течение которого ток протекает через нелинейный элемент*. В приведенном на рисунке 14.15 построении угол отсечки меньше 90° , т. е. в данном случае нелинейный элемент работает в режиме класса C .

Определим коэффициенты ряда Фурье – постоянную составляющую I_0 и амплитуды гармоник I_n , причем сразу пронормируем их по I_{max} и назовем ко-

эффициентами гармоник или коэффициентами Берга: $\alpha_0 = \frac{I_0}{I_{max}}$, $\alpha_1 = \frac{I_1}{I_{max}}$,

$\alpha_2 = \frac{I_2}{I_{max}}$, $\alpha_3 = \frac{I_3}{I_{max}}$. Коэффициенты постоянной составляющей α_0 и гармоник α_n периодического тока через нелинейный элемент являются функциями

единственного аргумента – угла отсечки θ . Введем еще один коэффициент, показывающий отношение величин первой гармоники I_1 и постоянной составляющей I_0 в зависимости от угла отсечки θ : $\gamma = \frac{I_1}{I_0} = \frac{\alpha_1}{\alpha_0}$, который оказывает суще-

ственное влияние на выбор режима работы нелинейного элемента при усилении колебаний, умножении частоты и на ряд других нелинейных преобразований

и на ряд других нелинейных преобразований

сигналов. Графики значений коэффициентов α_0 , α_1 , α_2 , α_3 и γ приведены на рисунке 14.16.

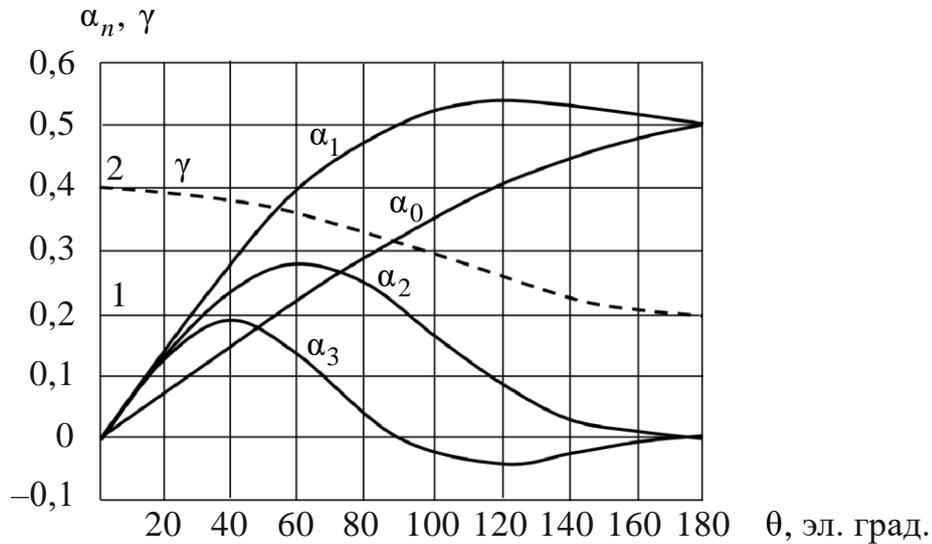


Рис. 14.16 – Графики коэффициентов Берга α_n и коэффициента γ в зависимости от угла отсечки θ

Существует эмпирическая формула, которая подтверждается поведением кривых на рисунке 14.16, в соответствии с которой максимальное содержание n -гармоники в импульсе тока $i_C(t)$ имеет место при угле отсечки (его в этом случае принято называть *оптимальным*) $\theta_{\text{опт}} = 120^\circ / n$.

Для работы на основной частоте предпочтителен режим при угле отсечки $\theta = 90$ эл. град. (режим класса B), для удвоителя частоты – $\theta = 60$ эл. град. (режим класса C), для утроителя частоты – $\theta = 40$ эл. град. (режим класса C).

14.8 Автогенератор на туннельном диоде

Все рассмотренные выше автогенераторы используют цепь ПОС, за счет которой осуществляется компенсация потерь в системе, приводящая к возникновению автоколебаний. Автогенераторы на активных элементах с внутренним отрицательным сопротивлением (например, на туннельном диоде) не имеют цепи ПОС, и условия их самовозбуждения формулируются иначе. Рассмотрим физический принцип, лежащий в основе их работы.

Если в последовательный колебательный контур, содержащий катушку индуктивности L , конденсатор C и их суммарные потери r (рис. 14.17), поместить некоторое «отрицательное сопротивление» \bar{r} , то характер свободных колебаний в цепи будет определяться соотношением этих сопротивлений.

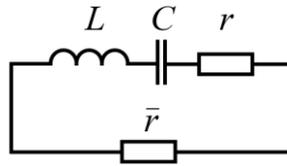


Рис. 14.17 – Внесение в контур отрицательного сопротивления

При $r > \bar{r}$ (здесь и далее сравнение делается по модулю) свободные колебания в контуре с потерями затухают во времени; при $r = \bar{r}$, что означает отсутствие потерь в контуре, свободные колебания в контуре стационарны; при $r < \bar{r}$ амплитуда свободных колебаний в контуре растет во времени. Последний случай означает выполнение условия самовозбуждения в системе.

На рисунке 14.18 воспроизведена вольт-амперная характеристика туннельного диода с некоторыми поясняющими обозначениями. В рабочей точке РТ с координатами U_0 и I_0 на середине падающего участка ВАХ дифференциальное сопротивление имеет отрицательный знак. Величина этого сопротивления (соответствует положению касательной k) для реальных туннельных диодов невелика и составляет от 10 до 100 Ом.

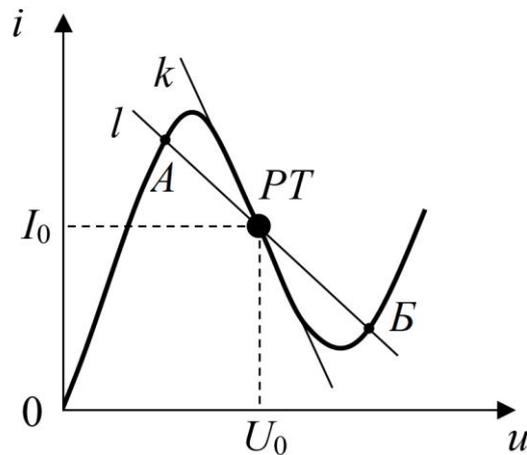


Рис. 14.18 – Вольт-амперная характеристика туннельного диода

Вариант электрической схемы автогенератора на туннельном диоде показан на рисунке 14.19. Практическое значение амплитуды напряжения на контуре между точками a и b не превышает половины разницы абсцисс точек A и B на рисунке 14.18 и равно около 0,1...0,3 В. Коэффициент включения контура в точке b достаточно мал (менее 0,3) для предотвращения сильного шунтирования контура малым прямым сопротивлением туннельного диода.

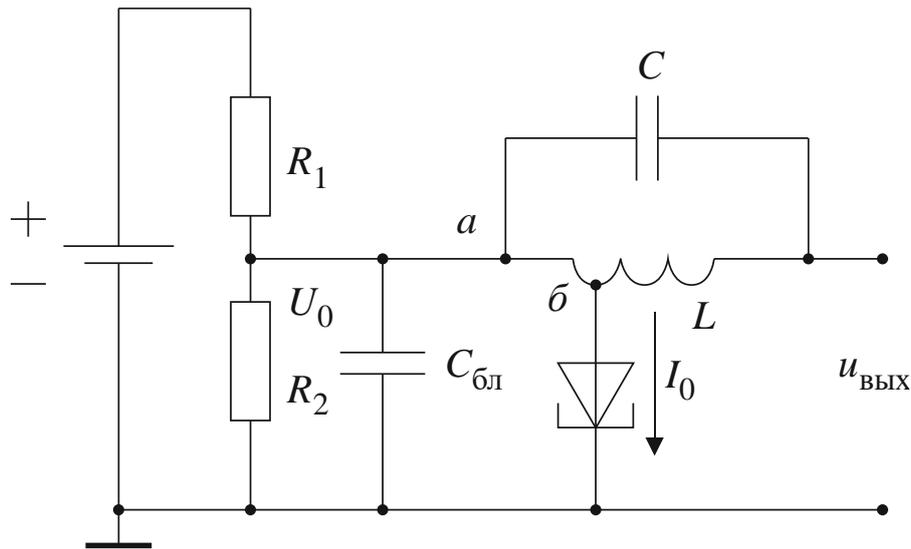


Рис. 14.19 – Схема автогенератора на туннельном диоде



Контрольные вопросы по главе 14

1. Какое устройство называют электронным генератором?
2. Какое устройство называют генератором гармонических колебаний?
3. Какое устройство называют генератором релаксационных колебаний?
4. Сформулируйте требование к виду обратной связи и петлевому усилению для возникновения автоколебаний.
5. Какие элементы образуют резонансный контур в схеме автогенератора на рисунке 14.3?
6. Поясните понятие мягкого и жесткого режима автогенератора.
7. В каких случаях необходима стабилизация частоты автогенератора?
8. Какие факторы влияют на нестабильность частоты автогенератора?

15 Стабилизаторы постоянного напряжения

15.1 Классификация стабилизаторов постоянного напряжения

Значительная часть электронных устройств потребляет электрическую энергию в виде постоянного тока. Если первичным источником служит сеть переменного тока U_{\sim} , то источник вторичного электропитания чаще всего имеет структуру, приведенную на рисунке 15.1.

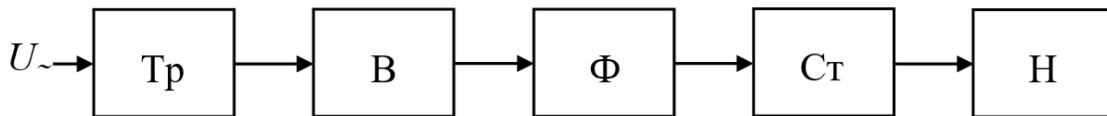


Рис. 15.1 – Структурная схема источника питания

Трансформатор (Tr), как правило, понижает напряжение, затем оно преобразуется выпрямителем (B) в постоянное напряжение, пульсации которого сглаживаются фильтром (Ф), и при необходимости уровень этого напряжения (на нагрузке (Н)) с помощью стабилизатора (Ст) поддерживается неизменным, не зависящим от изменений напряжения сети, тока нагрузки и других дестабилизирующих факторов. Необходимость применения стабилизаторов возникает и при питании электронных устройств от аккумуляторных батарей, напряжение на выходе которых уменьшается по мере их разрядки.

Принцип работы наиболее часто используемых в настоящее время стабилизаторов можно пояснить на примере схем, приведенных на рисунке 15.2, а, б.

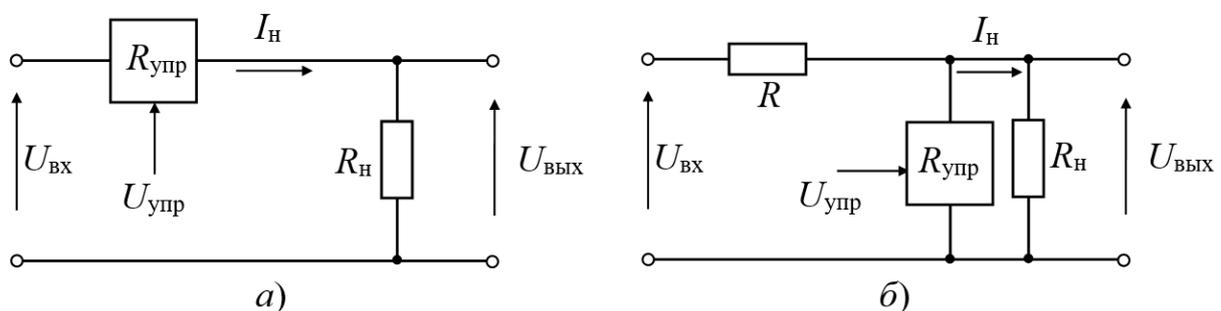


Рис. 15.2 – Функциональные схемы стабилизаторов: последовательный тип (а); параллельный тип (б)

Для схемы рисунка 15.2, а справедливо следующее соотношение:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - I_H R_{\text{упр}},$$

где $R_{\text{упр}}$ – сопротивление управляемого элемента, например транзистора. Меняя сопротивление $R_{\text{упр}}$, можно поддерживать напряжение $U_{\text{вых}}$ постоянным при изменении $R_{\text{н}}$ и $U_{\text{вх}}$. Нетрудно показать, что и в схеме на рисунке 15.2, б можно достичь постоянства выходного напряжения, если определенным образом менять сопротивление $R_{\text{упр}}$.

Стабилизаторы, в которых регулирующее сопротивление включено последовательно с нагрузкой, называются *стабилизаторами последовательного типа* (рис. 15.2, а). Стабилизаторы, в которых регулирующее сопротивление включено параллельно с нагрузкой, называются *стабилизаторами параллельного типа* (рис. 15.2, б).

Существуют два типа стабилизаторов – *параметрические* и *компенсационные*. Первый вид использует нелинейные элементы, обладающие таким участком ВАХ, на котором один из параметров остается неизменным при изменении другого. Например, падение напряжения на стабилитроне при изменениях тока через него.

15.2 Параметрический стабилизатор напряжения на кремниевом стабилитроне

Схема параметрического стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне приведена на рисунке 15.3, а. Кремниевый стабилитрон, включенный в обратном направлении (рис. 15.3, б), поддерживает неизменным напряжение $U_{\text{ст}}$ на своих зажимах при изменении тока через прибор в пределах от $I_{\text{ст min доп}}$ до $I_{\text{ст max доп}}$ и имеет на этом участке малое динамическое сопротивление $r_{\text{ст}} = du / di$.

Основные уравнения для токов рассматриваемой схемы стабилизатора можно записать в виде:

$$I = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{R_{\text{б}}}; \quad I_{\text{ст}} = I - I_{\text{н}},$$

где $R_{\text{б}}$ – сопротивление балластного резистора.

Условия нормальной работы стабилитрона:

$$I_{\text{ст min}} = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{вых}}}{R_{\text{б}}} - I_{\text{н max}} > I_{\text{ст min доп}},$$

$$I_{\text{ст max}} = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{вых}}}{R_{\text{б}}} - I_{\text{н min}} < I_{\text{ст max доп}}.$$

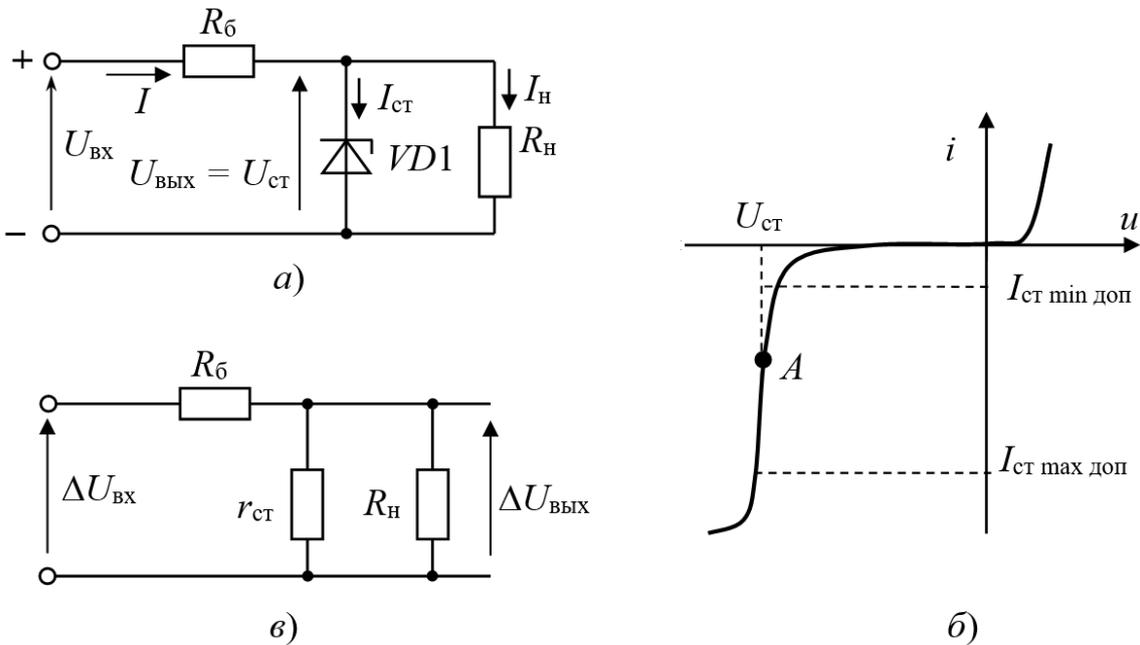


Рис. 15.3 – Принципиальная схема параметрического стабилизатора напряжения (а), ВАХ стабилитрона (б) и эквивалентная схема для оценки неустойчивости выходного напряжения (в)

Анализ эквивалентной схемы для приращений напряжений (рис. 15.3, в) позволяет оценить неустойчивость выходного напряжения по заданной неустойчивости входного:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}} \cdot r_{\text{СТ}} \parallel R_{\text{Н}}}{R_{\text{б}} + r_{\text{СТ}} \parallel R_{\text{Н}}} \approx \frac{\Delta U_{\text{ВХ}} \cdot r_{\text{СТ}}}{R_{\text{б}}}.$$

Величину сопротивления балластного резистора рассчитывают по выражению:

$$R_{\text{б}} = \frac{U_{\text{ВХ min}} - U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{СТ min}} + I_{\text{Н max}}}.$$

Качество стабилизатора характеризуют:

- а) *коэффициент стабилизации* – отношение относительной неустойчивости входного напряжения к относительной неустойчивости напряжения на выходе:

$$K_{\text{СТ}} = \frac{\frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}}}{\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}} \approx \frac{R_{\text{б}}}{r_{\text{СТ}}} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}};$$

- б) *выходное сопротивление* (для рассматриваемой схемы оно определяется динамическим сопротивлением стабилитрона):

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial I_{\text{Н}}} \approx r_{\text{СТ}}.$$

Суммарную нестабильность выходного напряжения можно оценить по формуле:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{r_{\text{СТ}}}{R_{\text{С}}} \Delta U_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}} \Delta I_{\text{Н}}.$$

Достоинством параметрических стабилизаторов параллельного типа являются простота конструкции и надежность в работе. Они не боятся коротких замыканий в нагрузке. К недостаткам следует отнести невысокий КПД (обычно не более 50%), относительно большое $R_{\text{ВЫХ}}$, а также узкий и нерегулируемый диапазон стабилизируемого напряжения.

15.3 Источник опорного напряжения

На рисунке 15.4 показан пример построения источника опорного напряжения с применением прецизионного кремниевого стабилитрона КС196Г. При токе стабилизации $I_{\text{СТ}} = 10$ мА он имеет следующие характеристики:

$$U_{\text{СТ}} = 9 \text{ В}, \quad r_{\text{СТ}} = 18 \text{ Ом},$$

$$\text{ТКН} \leq 0,0005 \%/\text{К},$$

временной дрейф не более 2 мВ.

Балластный резистор заменен стабилизатором тока на полевом транзисторе VT_1 с высоким внутренним сопротивлением. Регулирование выходного напряжения осуществляется потенциометром R_1 . Малое выходное сопротивление источника опорного напряжения обеспечивает повторитель напряжения на операционном усилителе $DA1$. Источники опорного напряжения с хорошей временной и температурной стабильностью $U_{\text{ОП}}$ требуются, в частности, для построения аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей.

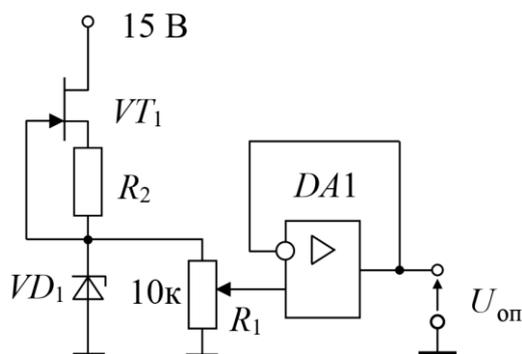


Рис. 15.4 – Схема источника опорного напряжения

15.4 Компенсационный стабилизатор напряжения

Компенсационные стабилизаторы представляют собой систему автоматического регулирования, где регулирующее сопротивление $R_{упр}$ управляется внешним сигналом $U_{упр}$, полученным в результате сравнения выходного напряжения с источником опорного напряжения (ИОН). Компенсационные стабилизаторы могут быть как последовательного, так и параллельного типа. В качестве ИОН в компенсационных стабилизаторах могут применяться параметрические стабилизаторы на кремниевых стабилитронах.

С учетом введения обратных связей структурная схема компенсационного стабилизатора последовательного типа принимает вид, представленный на рисунке 15.5. В элементе СЭ производится сравнение фактического значения выходного напряжения стабилизатора с его заданным значением, которое определяется ИОН. В зависимости от обнаруженного отклонения выходного напряжения от его заданного значения сигнал рассогласования на выходе СЭ, усиленный усилителем $У$, осуществляет такое воздействие на регулирующий элемент $R_{упр}$, при котором отклонение уменьшается и выходное напряжение приближается к заданному значению, т. е. стабилизируется.

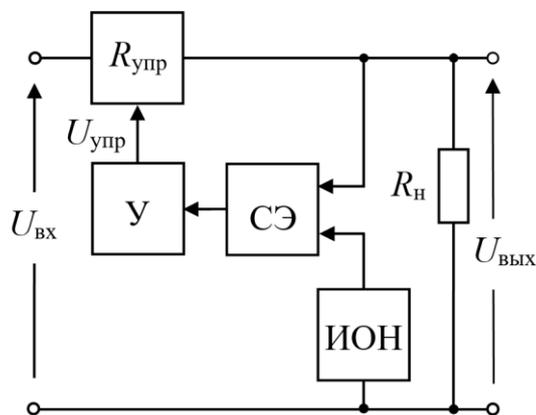


Рис. 15.5 – Структурная схема последовательного компенсационного стабилизатора

Одна из простейших схем последовательного компенсационного стабилизатора представлена на рисунке 15.6. Здесь транзистор $VT1$ выполняет функцию регулируемого сопротивления, на управляющий вход которого (базу) поступает сигнал с транзистора $VT2$. В транзисторе $VT2$ потенциал эмиттера стабилизирован с помощью параметрического стабилизатора (стабилитрон $VD1$ вместе с резистором R_1 и конденсатором C_1), а напряжение на базе является частью выход-

ного напряжения. Отклонение выходного напряжения от номинального изменяет исходное напряжение между базой и эмиттером транзистора VT_2 , что в свою очередь сказывается на величине базового и коллекторного токов этого транзистора. Коллекторной нагрузкой транзистора VT_2 является резистор R_2 и транзистор VT_1 . Изменение коллекторного тока транзистора VT_2 приводит, следовательно, к изменению потенциала коллектора VT_2 и, соответственно, базы VT_1 . Изменение потенциала базы VT_1 в свою очередь приведет к изменению сопротивления участка коллектор – эмиттер VT_1 , следовательно, и к изменению падения напряжения на нем.

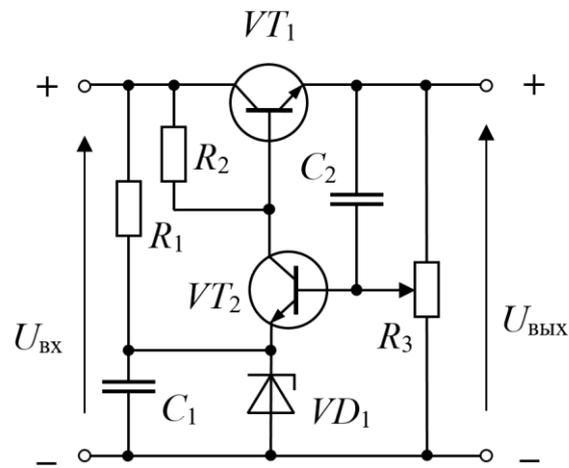


Рис. 15.6 – Схема последовательного компенсационного стабилизатора

Таким образом, в транзисторе VT_2 происходит сравнение эталонного напряжения с текущим значением выходного напряжения, т. е. выработка сигнала рассогласования и последующее его усиление. Меняя положение движка потенциометра R_3 , можно в определенных пределах менять величину номинального выходного напряжения. Конденсатор C_2 обеспечивает увеличение быстродействия схемы по пульсациям. Более высокую стабильность источника опорного напряжения и $U_{\text{ВЫХ}}$ можно получить, если резистор R_1 подключить к выходу стабилизатора.

В схемах, подобных рассмотренной, обеспечивается выходное сопротивление порядка десятых долей ома, а коэффициент стабилизации – от нескольких десятков до нескольких сотен. Улучшение параметров достигается за счет усложнения схемы – использования операционного усилителя с большим коэффициентом усиления в петле обратной связи; использования составного транзистора для увеличения коэффициента передачи тока базы регулирующего элемента.

Недостатком стабилизаторов последовательного типа является то, что при токовых перегрузках или коротком замыкании на выходе могут выходить из строя регулирующие транзисторы, поэтому в схемы стабилизаторов вводят специальные элементы защиты.

15.5 Стабилизатор на операционном усилителе с ограничением выходного тока

Схема качественного стабилизатора, в котором управляющий транзистор заменен операционным усилителем, приведена на рисунке 15.7. Питание ОУ осуществляется однополярным положительным напряжением $U_{\text{ВХ}}$ (в данном случае не требуется получение на выходе ОУ отрицательных напряжений), что позволяет использовать стандартные операционные усилители в схемах стабилизаторов с выходным напряжением почти до 30 В.

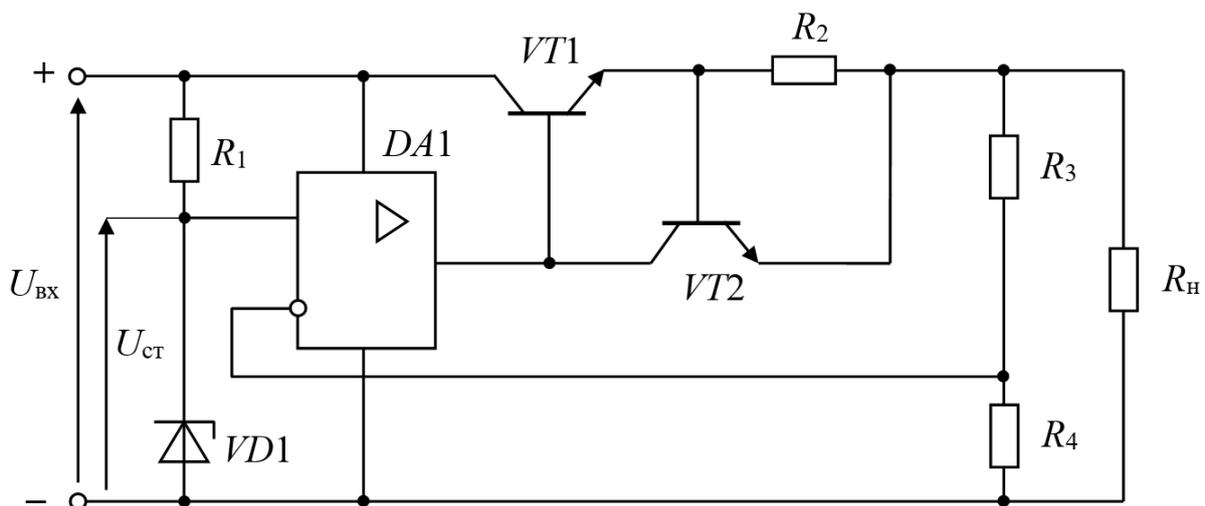


Рис. 15.7 – Схема стабилизатора постоянного напряжения на ОУ с ограничением выходного тока

Резистор R_2 и транзистор $VT2$ образуют схему ограничения выходного тока. При номинальных токах нагрузки падение напряжения на R_2 не превышает напряжения отпириания перехода база – эмиттер $VT2$, транзистор $VT2$ закрыт и не оказывает влияния на работу схемы стабилизатора. Операционный усилитель с дополнительным усилителем выходного тока $VT1$ включен по схеме неинвертирующего УПТ, откуда следует соотношение для расчета выходного напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{СТ}} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right).$$

Если падение напряжения на R_2 превысит величину, равную 0,6 В, транзистор $VT2$ откроется и предотвратит дальнейшее увеличение тока базы транзистора $VT1$. Таким образом, величина выходного тока стабилизатора ограничена уровнем $I_{H\max} = 0,6 / R_2$.

Качественные показатели стабилизатора по схеме на рисунке 15.7 определяются следующими соотношениями:

- а) коэффициент стабилизации (его можно повысить, если заменить R_1 источником тока):

$$K_{\text{CT}} = \frac{R_1 \cdot U_{\text{CT}}}{r_{\text{CT}} U_{\text{ВХ}}};$$

- б) выходное сопротивление:

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{(r_{\text{ВЫХ}} + h_{11\text{Э}}^1) / \beta_1}{1 + K \frac{R_4}{R_3 + R_4}},$$

где K – коэффициент усиления ОУ по напряжению; $r_{\text{ВЫХ}}$ – выходное сопротивление ОУ;

- в) температурный коэффициент напряжения

$$\text{ТКН} = (\text{ТКН}_{\text{CT}} + \delta U_{\text{CM}}) \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) + \delta I_{\text{ВХ}} R_3,$$

где δU_{CM} – дрейф напряжения смещения ОУ; $\delta I_{\text{ВХ}}$ – дрейф входного тока ОУ; ТКН_{CT} – температурный коэффициент напряжения стабилитрона.

Все рассмотренные стабилизаторы эффективно подавляют нестабильность $U_{\text{ВХ}}$ не только за счет медленных колебаний сетевого напряжения, но и пульсации $U_{\text{ВХ}}$ после выпрямителя, выполняя роль электронного сглаживающего фильтра. Поэтому на входе стабилизатора допустим сравнительно высокий уровень пульсаций напряжения.

15.6 Микросхемы стабилизаторов постоянного напряжения

Стабилизаторы напряжения, подобные схеме на рисунке 15.7, выполняются в виде интегральных микросхем. Основные характеристики микросхем стабилизаторов напряжения серии К142 приведены в таблице 15.1. Среди них:

- $K_{\text{НУ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \cdot 100 / \Delta U_{\text{ВХ}}$, %/В – коэффициент нестабильности по напряжению;

- $K_{HI} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \cdot 100 / \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}}$, % – коэффициент неустойчивости по току.

Таблица 15.1 – Характеристики микросхем стабилизаторов постоянного напряжения серии К142

К142	I_H , А	$U_{\text{ВХ}}$, В	$U_{\text{ВЫХ}}$, В	K_{HU} , %/В	K_{HI} , %	P_{max} , Вт
ЕН1Б	0,15	40	3–12	0,1	0,2	0,8
ЕН2Б	0,15	40	12–30	0,1	0,2	0,8
ЕН3,4	1	40	15–30	0,05	0,5	4
ЕН5А	3	35	$5 \pm 1\%$	0,05	3	10
ЕН6	0,2	± 35	± 15	0,001	0,2	4
ЕН8В	1,5	35	15	0,05	1	

Для стабилизаторов К142ЕН1 (2, 3, 4) требуется подключение внешних компонентов (делителя цепи обратной связи, элементов коррекции, защиты по току). Микросхемы К142ЕН5 (6, 8) являются функционально законченными стабилизаторами на фиксированные значения $U_{\text{ВЫХ}}$. Выходное напряжение микросхемы К142ЕН5 равно 5 В с возможным изменением этой величины в зависимости от экземпляра ИМС на $\pm 0,2$ В. Максимальный ток нагрузки 3 А. Минимальное входное напряжение 7,5 В. Тепловая защита выключает стабилизатор при температуре кристалла $175^\circ\text{C} \pm 10\%$, при превышении допустимого значения по току на (20–25)% срабатывает защита по току.

Существенным недостатком стабилизаторов параллельного и последовательного типов, называемых линейными, являются большая потеря мощности в регулирующем транзисторе (управляемом сопротивлении) и, как следствие этого, недостаточно высокий КПД. Стремление повысить КПД привело к созданию стабилизаторов с импульсным регулированием, в которых регулирующим элементом служит периодически замыкающийся ключ (как правило, транзистор в ключевом режиме), подключающий нагрузку к источнику входного постоянного напряжения $U_{\text{ВХ}}$. Если при периоде включения T ключ находится в замкнутом состоянии в течение времени $t_{\text{ВКЛ}}$, то постоянная составляющая напряжения на нагрузке $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} t_{\text{ВКЛ}} / T$.

Регулирующий транзистор в импульсном стабилизаторе работает в ключевом режиме, т. е. большую часть времени находится либо в режиме отсечки, либо в режиме насыщения. Ключевые режимы работы транзистора и импульсные устройства будут рассмотрены в рамках других дисциплин [10].



.....
Контрольные вопросы по главе 15
.....

1. В чем заключается принцип работы стабилизаторов последовательного типа?
2. Поясните принцип работы стабилизаторов параллельного типа.
3. В чем заключается принцип работы параметрического стабилизатора?
4. Объясните принцип работы компенсационного стабилизатора.
5. Нарисуйте простейшую схему параметрического стабилизатора напряжения на стабилитроне.
6. Назовите три основных параметра, по которым выбирают стабилитрон.
7. На каком участке ВАХ стабилитрона выбирают рабочую точку параметрического стабилизатора напряжения (рис. 15.3)?
8. Что такое коэффициент стабилизации?
9. Укажите регулирующий элемент в компенсационном стабилизаторе (рис. 15.6).
10. Какой элемент в схеме на рисунке 15.6 задает эталонное напряжение?
11. Назовите тип интегрального стабилизатора постоянного напряжения серии К142 на 5 В.

Литература

1. Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – Л. : Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
2. Изъюрова, Г. И. Расчет электронных схем. Примеры и задачи / Г. И. Изъюрова, Г. В. Королев, В. А. Терехов [и др.]. – М. : Высшая школа, 1987. – 335 с.
3. Гусев В. Г. Электроника : учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – 2-е изд. – М. : Высшая школа, 1991. – 622 с.
4. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : справочное руководство : пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк. – М. : Мир, 1982. – 512 с.
5. Воробьев, Н. И. Проектирование электронных устройств / Н. И. Воробьев. – М. : Высшая школа, 1989. – 223 с.
6. Остапенко, Г. С. Усилительные устройства: учеб. пособие для вузов / Г. С. Остапенко. – М. : Радио и связь, 1980. – 400 с.
7. Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – М. : Горячая линия – Телеком, 2001. – 320 с.
8. Денисов, Н. П. Электроника и схемотехника : учеб. пособие : в 2 ч. / Н. П. Денисов, А. В. Шарапов, А. А. Шибяев. – Томск : ТУСУР, 2003. – Ч. 2. – 268 с.
9. Шарапов, А. В. Аналоговая схемотехника : учеб. метод. пособие / А. В. Шарапов, Ю. Н. Тановицкий. – Томск : Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2003. – 60 с.
10. Герасимов, В. М. Электронные цепи и микросхемотехника : учеб. пособие / В. М. Герасимов, В. А. Скворцов. – Томск : ТУСУР, 2004. – 240 с.

Список условных обозначений и сокращений

$A(p) = 1 - T(p)$ – глубина обратной связи (2.1)

A_r – амплитуда колебаний генератора (14.1)

C_K – емкость коллекторного перехода (3.4)

$C_э$ – емкость эмиттерного перехода (3.4)

$D = \frac{U_{m \text{ вх max}}}{U_{m \text{ вх min}}}$ – динамический диапазон (1.7)

dK_{OC} – абсолютная неустойчивость коэффициента передачи усилителя с обратной связью (2.2)

$e_{др} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{K_e}$ – дрейф нуля, приведенный ко входу УПТ (11.1)

$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ – резонансная частота контура (13.1)

f_1 – частота единичного усиления ОУ (11.1)

f_α – частота, на которой α падает на 3 дБ (3.6)

$f_\beta = \frac{f_\alpha}{1 + \beta}$ – частота, на которой β падает на 3 дБ (3.6)

$h(t)$ – переходная характеристика усилителя (1.5)

h_{11} – входное сопротивление четырехполюсника при коротком замыкании на выходе (3.6)

h_{12} – коэффициент ОС по напряжению четырехполюсника при холостом ходе на входе (3.6)

h_{21} – коэффициент передачи тока четырехполюсника при коротком замыкании на выходе (3.6)

h_{22} – выходная проводимость четырехполюсника при холостом ходе на входе (3.6)

I_0 – ток в точке покоя транзисторного каскада (4.1)

$I_K = \beta I_B = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) \cdot I_B$ – ток коллектора (3.3)

$I_{KЭ0} = I_{K0} + \beta I_{K0} = (\beta + 1)I_{K0}$ – сквозной ток транзистора с оторванной базой (3.3)

$I_{C \text{ нач}}$ – начальный ток стока полевого транзистора (3.8.2)

K_0 – коэффициент усиления в области средних частот (1.4)

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_c} = K_{\text{ВХ}} \cdot K_U \text{ – сквозной коэффициент усиления (1.3)}$$

$$K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \text{ – коэффициент усиления по току (1.3)}$$

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = K_U K_I \text{ – коэффициент усиления по мощности (1.3)}$$

$$K_U = K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \text{ – коэффициент усиления по напряжению (1.3)}$$

$K_U, \text{ дБ} = 20 \lg K_U$; $K_I, \text{ дБ} = 20 \lg K_I$; $K_P, \text{ дБ} = 10 \lg K_P$ – коэффициенты усиления, дБ (1.3)

$K_{\text{НУ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \cdot 100 / \Delta U_{\text{ВХ}}, \text{ \% / В}$ – коэффициент нестабильности по напряжению (15.6)

$$K_{\text{НИ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \cdot 100 / \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}}, \text{ \%}$$
 – коэффициент нестабильности по току (15.6)

$$K(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} \text{ – передаточная функция усилителя (1.5)}$$

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \text{ – комплексный коэффициент передачи (1.4)}$$

$K(\omega) = |K(j\omega)|$ – амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи (1.4)

$$K_{\Gamma} \approx \frac{\sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2}}{I_{1m}} \text{ – коэффициент нелинейных искажений (1.6)}$$

$$K_{\text{ВХ}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_c} \text{ – коэффициент передачи входной цепи усилителя (1.3)}$$

$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{K(p)}{1 - \gamma(p)K(p)} = \frac{K(p)}{1 - T(p)} = \frac{K(p)}{A(p)}$ – передаточная функция усилителя с ОС (2.1)

$K_{\text{ОС}}(\omega) = |K_{\text{ОС}}(j\omega)| = \frac{K(\omega)}{|1 - T(j\omega)|}$ – амплитудно-частотная характеристика усилителя с ОС (2.5)

$K_{\text{СТ}}$ – коэффициент стабилизации по напряжению (15.2)

$K_{\text{сф}}$ – коэффициент передачи синфазного сигнала (11.1)

$$k_{\text{св}} = \frac{M}{\sqrt{L L_{\text{ос}}}} \text{ – коэффициент связи двух магнитно-связанных катушек (14.2)}$$

L_S – индуктивность рассеяния трансформатора (10.3)

$$M(f) = \frac{K_0}{K(f)} \text{ – коэффициент частотных искажений (1.6)}$$

$M_{\text{сф}}$ – коэффициент подавления синфазного сигнала (11.1)

$$n = \frac{W_2}{W_1} \text{ – коэффициент трансформации трансформатора (10.1)}$$

$$Q = \frac{R_0}{\rho} \text{ – добротность контура (13.1)}$$

$$Q_{\text{экв}} = \frac{R_{\text{экв}}}{\rho} \text{ – эквивалентная добротность каскада (13.1)}$$

R_0 – резонансное сопротивление контура (13.1)

$$R_i = \left. \frac{\partial U_{\text{СИ}}}{\partial I_{\text{С}}} = \frac{\Delta U_{\text{СИ}}}{\Delta I_{\text{С}}} \right|_{U_{\text{ЗИ}} = U_{\text{ЗИ}_0}} \text{ – внутреннее сопротивление полевого}$$

транзистора (3.8.2)

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} \text{ – входное сопротивление усилителя (1.3)}$$

$R_{\text{вх}_\text{ос}}$ – входное сопротивление усилителя с обратной связью (2.4)

$$R_{\text{вых}_\text{ос}} = \frac{U_{\text{хх}}}{I_{\text{кз}}} \text{ – выходное сопротивление усилителя с обратной связью (2.4)}$$

$R_{\text{тнк}}$ – тепловое сопротивление участка «переход – корпус» транзистора (10.1)

$R_{\text{с}}$ – внутреннее сопротивление источника сигнала (1.1)

$R_{\text{—}}$ – сопротивление выходной цепи каскада постоянному току (4.2)

$R_{\text{~}}$ – сопротивление выходной цепи каскада переменному току (4.2)

$r_{\text{б}}$ – омическое сопротивление области базы (3.4)

$$r_{\text{к}} = \frac{k \sqrt{U_{\text{кб}}}}{I_{\text{э}}} \text{ – дифференциальное сопротивление коллекторного пере-}$$

хода (3.4)

$r_{\text{сф}}$ – входное сопротивление синфазному сигналу (11.1)

$$r_{\Xi} = \frac{\Phi_T}{I_{\Xi}} - \text{дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода (3.4)}$$

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{\text{ЗИ}}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{\text{ЗИ}}} \Big|_{U_C = U_0} - \text{крутизна характеристики полевого транзистора (3.8.2)}$$

$$S_{\text{рад}} - \text{суммарная поверхность пластинчатого радиатора (10.1)}$$

$$S' \text{ и } S'' - \text{коэффициенты температурной нестабильности тока коллектора (5.1)}$$

$$T(p) = K(p)\gamma(p) - \text{петлевое усиление (2.1)}$$

$$t_{\Phi} = t_{0,9} - t_{0,1} - \text{время нарастания фронта импульса (1.5)}$$

$$U_0 - \text{напряжение в точке покоя транзисторного каскада (4.1)}$$

$$U_{\text{отс}} - \text{напряжение отсечки полевого транзистора (3.8.2)}$$

$$U_{\text{см}} - \text{напряжение смещения ОУ (12.1)}$$

$$Y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega_0 + \omega)}{\omega_0 \omega} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} - \text{относительная расстройка частоты (13.1)}$$

$$\alpha - \text{коэффициент передачи тока эмиттера (3.2)}$$

$$\beta - \text{коэффициент передачи тока базы (3.3)}$$

$$\gamma(p) - \text{коэффициент передачи цепи обратной связи (2.1)}$$

$$\Delta - \text{относительный спад вершины импульса (1.5)}$$

$$\Delta I_T - \text{температурное смещение выходных характеристик транзистора (5.1)}$$

$$\Delta I_{\text{вх}} = I_+ - I_- - \text{разность входных токов ОУ (12.1)}$$

$$\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} - \text{полоса пропускания усилителя (1.4)}$$

$$\Delta U_{\text{выхдр}} - \text{выходное напряжение дрейфа ОУ (12.1)}$$

$$\Delta U_{\text{выхсдв}} - \text{выходное напряжение сдвига ОУ (12.1)}$$

$$\Delta U_T - \text{температурное смещение входных характеристик транзистора (5.1)}$$

$$\delta = h_{\text{max}} - 1 - \text{относительный выброс фронта импульса (1.5)}$$

$$\delta K = \frac{dK}{K} - \text{относительная нестабильность коэффициента передачи усилителя (2.2)}$$

$$\delta K_{OC} = \frac{dK_{OC}}{K_{OC}} - \text{относительная нестабильность коэффициента передачи}$$

усилителя с ОС (2.2)

$$\delta U_{см} - \text{дрейф напряжения смещения ОУ (12.1)}$$

$$\delta \gamma = \frac{d\gamma}{\gamma} - \text{относительная нестабильность коэффициента передачи цепи об-}$$

ратной связи (2.2)

$$\delta \Delta I_{вх} - \text{дрейф разности входных токов ОУ (12.1)}$$

$$\delta[\Delta K] = \frac{\delta_K}{1 + K\gamma} - \text{относительная погрешность коэффициента передачи}$$

каскада на ОУ за счет нестабильности коэффициента усиления ОУ (12.1)

$\delta[\Delta R_1, \Delta R_2]$ – относительная погрешность коэффициента передачи каскада на ОУ за счет нестабильности сопротивлений резисторов в цепи ООС (12.1)

$$\eta = \frac{P_H}{P_\Sigma} - \text{коэффициент полезного действия (1.8)}$$

$$\eta_{тр} - \text{коэффициент полезного действия трансформатора (10.1)}$$

$$\theta - \text{угол отсечки (14.7)}$$

$$\mu = \frac{\partial U_{СИ}}{\partial U_{ЗИ}} = \frac{\Delta U_{СИ}}{\Delta U_{ЗИ}} \Big|_{I_C = I_0} - \text{статический коэффициент усиления по напря-}$$

жению полевого транзистора (3.8.2)

$$\xi - \text{коэффициент использования по току (10.1)}$$

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} - \text{волновое сопротивление контура (13.1)}$$

$$\tau_B - \text{постоянная времени коэффициента усиления тока базы (4.5)}$$

τ_B – постоянная времени усилительного каскада в области верхних частот (4.5)

$$\tau_{oy} = K/2\pi f_1 - \text{постоянная времени ОУ (12.1)}$$

$\phi(\omega) = \arg K(j\omega)$ – фазочастотная характеристика коэффициента передачи (1.4)

$$\phi_T - \text{температурный потенциал (11.1)}$$

$$\phi_{зап} - \text{запас устойчивости по фазе усилителя с ООС (2.6)}$$

$$\psi - \text{коэффициент использования по напряжению (10.1)}$$

$$\omega_r - \text{частота колебаний генератора (14.1)}$$

- АХ – амплитудная характеристика (1.7)
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь (Введение)
- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика (1.4)
- БИС – большая интегральная схема (Введение)
- ВАХ – вольт-амперная характеристика (3.1)
- ВЧ – высокая частота, высокочастотный (7.2)
- дБ – децибел (1.3)
- КПД – коэффициент полезного действия (1.8)
- ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (2.7)
- МДП – полевой транзистор со структурой «металл – диэлектрик – полупроводник» (3.8)
- МОП – полевой транзистор со структурой «металл – окисел – полупроводник» (3.8)
- НЧ – низкая частота, низкочастотный (7.3)
- ОБ – общая база (3.1)
- ОК – общий коллектор (3.1)
- ООС – отрицательная обратная связь (2.1)
- ОУ – операционный усилитель (11.3)
- ОЭ – общий эмиттер (3.1)
- ПОС – положительная обратная связь (2.1)
- ПСН – преобразователь сопротивления в напряжение (12.11)
- РТ – рабочая точка (1.9)
- СБИС – сверхбольшая интегральная схема (Введение)
- ТКН – температурный коэффициент напряжения (15.5)
- ТКС – температурный коэффициент сопротивления (12.12)
- УВЧ – усилитель высокой частоты (13.1)
- УГО – условное графическое обозначение (3.8)
- УНЧ – усилитель низкой частоты (13.1)
- УПТ – усилитель постоянного тока (11.1)
- УПЧ – усилитель промежуточной частоты (13.1)
- ФВЧ – фильтр нижних частот (13.4)
- ФНЧ – фильтр верхних частот (13.4)
- ФЧХ – фазочастотная характеристика (1.4)
- ЦАП – цифроаналоговый преобразователь (Введение)
- ЭДС – электродвижущая сила (6.2)

Приложение А

Пассивные компоненты электронных устройств

Единицей измерения величины сопротивления резистора является 1 Ом. В практике употребляются кратные единицы сопротивления – 1 кОм = 10^3 Ом, 1 МОм = 10^6 Ом. Наибольшее применение в электронной аппаратуре находят резисторы, соответствующие стандартному ряду мощностей (в ваттах): 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2.

Номинальные значения резисторов стандартизованы. Для постоянных резисторов установлено шесть рядов: E6, E12, E24, E48, E96, E192. Номинальные значения переменных резисторов соответствуют ряду E6. Цифра после буквы E указывает на число номинальных значений в каждом десятичном интервале (табл. А.1). Номинальные сопротивления в каждой декаде соответствуют указанным в таблице числам или числам, полученным умножением их на 10^n , где n – целое положительное число.

Таблица А.1 – Номинальные сопротивления и емкости по рядам

Ряд	Числовые коэффициенты
E6	1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8
E12	1; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2
E24	1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2; 2,2; 2,4; 2,7; 3; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1

Стандарты устанавливают ряд допусков, причем большинство постоянных резисторов общего назначения выпускаются с допусками 2%, 5%, 10%, 20%.

Базовой единицей измерения величины емкости конденсатора является 1 Ф (фарад). Поскольку это очень большая величина, в практике употребляются производные величины емкости $1 \text{ Ф} = 10^6 \text{ мкФ} = 10^9 \text{ нФ} = 10^{12} \text{ пФ}$.

Как и сопротивление резисторов, номинальные значения емкостей стандартизованы. Наиболее употребляемые ряды номинальных емкостей E6, E12, E24. Полное обозначение емкости состоит из соответствующего числа и единицы измерения, причем, как и на схемах, емкость от 0 до 9 999 пФ указывают в пикофарадах (22 пФ, 3 300 пФ и т. д.), а от 0,01 до 9 999 мкФ – в микрофарадах (0,047 мкФ, 100 мкФ и т. д.).

Базовой единицей измерения величины индуктивности является 1 Гн (генри). В практике употребляются производные величины индуктивности $1 \text{ мГн} = 10^{-3} \text{ Гн}$, $1 \text{ мкГн} = 10^{-6} \text{ Гн}$.